

А. Г. СОБОЛЕВСКИЙ

ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ НАСТРОЙКЕ РАДИОАППАРАТУРЫ

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 1010

А. Г. СОБОЛЕВСКИЙ

ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ НАСТРОЙКЕ РАДИОАППАРАТУРЫ

МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1980

ББК 32.843
С54
УДК 621.396.66.08

Соболевский А. Г.

С54 Измерения при настройке радиоаппаратуры — М.: Энергия, 1980. — 144 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1010

80 к.

В книге рассказано о радиоизмерениях при настройке и ремонте усилителей НЧ, радиоприемников, телевизоров. Описаны измерение параметров этих устройств, регулировка и настройка при помощи измерительной аппаратуры, различные методы снятия частотных характеристик, измерение коэффициента гармоник, исследование формы сигналов и пр.

Книга рассчитана на широкий круг радиолюбителей.

С $\frac{30405\text{-}013}{051(01)\text{-}80}$ 256-80. 2402020000

ББК 32.843
6Ф2.08

О чем эта книга?

Каждый радиолюбитель рано или поздно начинает понимать, что браться за ремонт, а тем более за настройку радиоприемника, телевизора или магнитофона только с отверткой нельзя. Это означает, что он достиг зрелости в своем увлечении. Теперь радиолюбителю хочется понять процессы, происходящие в радиотехническом устройстве, и управлять ими, выяснить возможности радиоаппарата и сравнить их с нормативными. Но с помощью чего можно заглянуть под колпачки транзисторов, как ощутить потоки электронов в проводниках, как узнать, правильно ли настроены колебательные контуры, как оценить свойства приемника отсеивать помехи? Ответ на эти и многие другие вопросы один: с помощью измерений.

Когда радиолюбитель приобретает хотя бы некоторые измерительные приборы и научится ими пользоваться, мир радиоэлектроники предстанет перед ним в новом свете. Радиотехнические формулы и закономерности станут осязаемыми, зеленые змейки на экране осциллографа раскроют свои тайны, а поиск неисправности или настройка превратятся в увлекательное занятие.

Можно долго и упорно изучать радиотехнику, монтировать различные устройства и приборы, но пока вы не вооружитесь измерительными приборами и не познаете на практике, что такое частотная характеристика, — вся наука, именуемая радиотехникой, останется для вас хаотичным нагромождением терминов и запутанных рассуждений.

Какие измерительные приборы необходимы в лаборатории радиолюбителя? Вопрос не из простых. Конечно, чем больше приборов, чем они совершеннее, тем шире ваши возможности, тем тоньше и полнее можно исследовать работу радиоаппарата.

Из этой книги вы узнаете, что измерение какой-либо величины можно выполнить разными измерительными приборами: специальными, предназначенными для измерения именно этой величины, и универсальными, служащими для измерения нескольких величин. Все дело в удобстве и точности измерений. Можно обойтись несколькими приборами и с их помощью производить почти все необходимые измерения.

Другой, не менее важный вопрос: где взять измерительные приборы? Некоторые из них, например авометр, простой осциллограф, есть в магазинах. Но эти приборы и многие другие можно сделать самому. Не надо думать, что это проще, чем собрать приемник. Это трудно, потому что к конструкции измерительных приборов предъявляют особые требования: если после случайного толчка показания изменяются, то какие уж тут измерения. Но сделать их самому вполне под силу.

Тема книги — измерения при настройке. Как известно, настройка — заключительный этап налаживания радиоаппарата, но и ее,

в свою очередь, разделяют на стадии. Например, при настройке радиоприемника или телевизора вначале производят предварительную настройку основных блоков, т. е. добиваются их нормальной работоспособности, а затем измеряют параметры радиоаппарата и производят окончательную подстройку блоков, чтобы эти параметры достигли заданных значений. На первой стадии могут потребоваться измерение режимов транзисторов или электронных ламп, сопротивлений резисторов, емкостей конденсаторов, частот настройки контуров, определение их добротности и формы сигналов в различных точках радиоаппарата. На заключительной стадии измеряют уже общие параметры радиоаппарата: его чувствительность, селективность, полосу пропускания, коэффициенты искажений.

Наконец, еще один важный момент — погрешность измерений. Дело в том, что измерить какую-либо величину, т. е. сравнить ее с эталоном, с абсолютной точностью невозможно. При таком сравнении возникает масса всякого рода погрешностей. Как правило, широко распространенные измерительные приборы имеют точность градуировки в пределах 2—5%. Для наших целей это вполне достаточная точность, лишь при измерении частоты желательно обеспечить точность в пределах 0,1—1%. Нужно только быть уверенным, что градуировка приборов не нарушена, а для этого надо время от времени сравнивать их показания с эталонами, например, измерять проволочный высокостабильный резистор известного сопротивления, образцовую емкость, высокостабильную катушку индуктивности и т. п. Проверять показания вольтметров и миллиамперметров можно при помощи высокоточных лабораторных приборов. Методы проверки градуировки измерительных приборов описаны в учебниках, радиолюбительской литературе, в том числе на страницах журнала «Радио».

Но при радиотехнических измерениях есть и другой источник погрешностей, причем погрешностей весьма значительных. Надо сделать так, чтобы радиоаппарат не почувствовал подключения измерительного прибора. Если он это почувствует, то не будет находиться в том состоянии, которое хотят исследовать. И тогда показания измерительного прибора будут характеризовать не нормальное рабочее состояние радиоаппарата, а искаженное подключением, и погрешности измерения будут значительными.

Это чрезвычайно важный вопрос при радиотехнических измерениях и, надо сказать, весьма сложный. Ведь возникает и обратная реакция: не только измерительный прибор воздействует на исследуемые цепи, но и они могут изменить условия работы измерительного прибора. В таком случае показания не будут соответствовать условиям подключения, которые имелись при градуировке.

Таким образом, при радиотехнических измерениях надо учитывать многие факторы, иначе невозможно получить достаточно точные результаты. Собственно, в этом и состоит умение пользоваться измерительными приборами и производить измерения.

Автор

ПАРАМЕТРЫ И РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Измерение параметров транзистора

Работу транзистора характеризует множество параметров. Но в процессе налаживания и настройки радиоаппарата вполне достаточно измерить два параметра: обратный ток коллектора $I_{КБО}$ и статический коэффициент передачи тока $h_{21Э}$. Первый из них характеризует качество транзистора, второй — его усилительные свойства. Если параметры находятся в норме и нет их «текучести» (самопроизвольного изменения в течение 5—10 с), то транзистор можно считать вполне работоспособным. О других параметрах можно узнать из справочников.

Как измерить $I_{КБО}$ и $h_{21Э}$ транзистора? Для этого существуют специальные приборы, например Л2-2, Л2-22 и т. п., которыми оснащены лаборатории и радиоремонтные мастерские. Для радиолюбителей бо́льший интерес представляют авометры-испытатели тран-

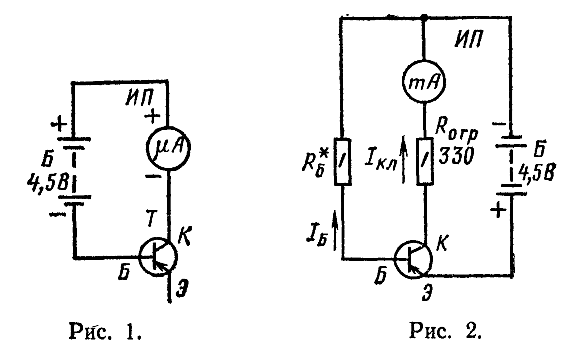


Рис. 1. Рис. 2.

зисторов, например Ц4341, ТЛ-4М и др. Такие приборы можно приобрести в магазинах, торгующих радиотоварами.

Но обратный ток коллектора $I_{КБО}$ можно измерить и по схеме, показанной на рис. 1. Источником питания *Б* служит батарея 3336Л напряжением 4,5 В. Микроамперметр *ИП* должен быть рассчитан на ток полного отклонения стрелки не менее 100 мкА, лучше — на 50 мкА, потому что обратный ток коллектора у высокочастотных транзисторов не превышает нескольких микроампер. Если транзистор структуры *n-p-n*, то полярность включения батареи должна быть обратной: отрицательным полюсом приложена к коллектору.

Простейшее измерение коэффициента передачи тока можно выполнить по схеме, показанной на рис. 2. Здесь $h_{21Э} \approx I_К/I_Б$. Если из-

вестно сопротивление резистора $R_б$, то, пользуясь законом Ома, можно определить ток базы транзистора $I_Б = U_Б/R_б$. Поэтому, измерив миллиамперметром *ИП* ток коллектора $I_К$, можно вычислить и коэффициент $h_{21Э}$. Например, если $R_б=43$ кОм, а $I_К=2$ мА, то $I_Б = 4{,}5$ В/43 кОм$\approx$0,1 мА; $h_{21Э}=2$ мА/0,1 мА=20. Чтобы миллиамперметр не «зашкаливал», начинать измерения надо с включения резистора $R_б$ сопротивлением 150—200 кОм.

Однако подобным методом можно пользоваться лишь для грубого определения численного значения коэффициента передачи тока. Дело в том, что выражение $h_{21Э}=I_К/I_Б$ не учитывает влияния обратного тока коллектора $I_{КБО}$. И хотя этот ток исчисляется всего лишь единицами микроампера, мы допускаем значительную ошибку, не учитывая его. Точное выражение коэффициента передачи тока

$$h_{21Э} = \frac{I_К - h_{21Э}\, I_{КБО}}{I_Б}.$$

Если параметр $h_{21Э}$ не менее 50—80, то произведение $h_{21Э} \cdot I_{КБО}$ составляет не менее 1 мА. При токе коллектора $I_К=2$ мА ошибка достигает 50%, а при меньшем токе коллектора становится еще больше. Кроме того, при расчетах каскадов, да и для оценки усилительных свойств транзисторов часто пользуются не статическим коэффициентом передачи тока, а коэффициентом передачи тока транзистора в режиме малого сигнала $h_{21э} = \Delta I_К/\Delta I_Б$. Чтобы измерить этот параметр, надо сначала установить необходимый режим работы транзистора по постоянному току, а затем создать небольшое приращение тока базы $\Delta I_Б$ и определить вызванное им приращение тока коллектора $\Delta I_К$. При этом необходимо обеспечить условие неизменности напряжения коллектор — эмиттер $U_{КЭ}$, для того чтобы транзистор работал без нагрузки по переменному току. Тогда при измерении коэффициента $h_{21Э}$ изменение тока коллектора будет происходить только от изменения тока базы. Если же транзистор работает с нагрузкой по переменному току, то при изменении тока $I_К$ изменяется напряжение $U_{КЭ}$ и влияет на ток $I_К$. В этом случае измерения будут характеризовать уже усиление каскада, а не транзистора.

Как видите, не так-то просто измерить параметры транзистора. Однако радиолюбителями разработано много несложных приборов, предназначенных для этой цели. Описания некоторых из них опубликованы в журнале «Радио» (1974, № 4, с. 47; 1975, № 1, с. 49—51; № 3, с. 42, 43; № 6, с. 43—45; 1977, № 12, с. 39).

Режим работы транзистора

Итак, вы проверили установленные в приемник или усилитель транзисторы, т. е. измерили обратный ток коллектора $I_{КБО}$ и коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ (или $h_{21э}$). Теперь надо измерить их режимы работы.

Работа транзистора усилительного каскада зависит от положения его рабочей точки на характеристиках при отсутствии входного переменного сигнала, т. е. от режима по постоянному току. На рис. 3

показана схема усилительного каскада, транзистор которого включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Это так называемый каскад с фиксированным током смещения базы транзистора. В отсутствие усиливаемого сигнала ток базы (по закону Ома) равен:

$$I_{Б0} = U_{пит}/R_б.$$

Как выглядят вольт-амперные характеристики транзистора? На рис. 4 показаны типовые входная и выходная характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Чтобы определить положение рабочей точки на характеристике в отсутствие сигнала, надо построить линию исходного режима. Для этого следует найти хотя бы две точки, через которые проходит эта линия, и соединить их прямой. Такими точками могут быть точка нулевого тока базы $I_Б = 0$, при котором напряжение на базе $u_Б = U_{пит}$, и точка нулевого напряжения на базе $u_Б = 0$, тогда $I_Б = U_{пит}/R_б$. Отложив значения $I_Б$ и $u_Б$ на соответствующих осях входной характеристики (рис. 4, *а*) и соединив их прямой, получим точку, характеризующую исходный режим транзистора по постоянному току $I_{Б0}$ и $U_{Б0}$.

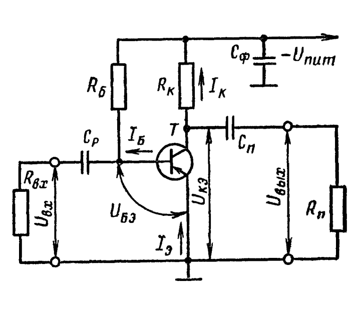


Рис. 3.

Характеристика, показанная на рис. 4, *а*, представляет собой входную динамическую характеристику, характеризующую работу

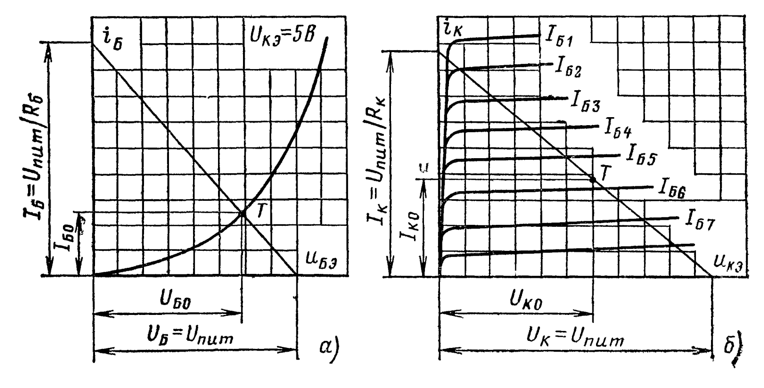


Рис. 4.

транзистора с учетом коллекторной нагрузки. Динамическая характеристика отличается от статической, приводимой в справочнике и характеризующей работу транзистора при условии, что в коллекторную цепь не включена нагрузка. Вспомните, что мы говорили, когда разбирали вопрос об измерении параметра $h_{21э}$: при изме-

нении тока в коллекторной цепи напряжение $U_{КЭ}$ не должно изменяться. В реальном усилительном каскаде происходит обратное: напряжение $U_{КЭ}$ изменяется, повторяя все колебания коллекторного тока (иначе каскад не усиливал бы). Однако коллекторный ток изменяется не только под действием изменяющегося базового тока (им управляет напряжение усиливаемого сигнала), но и в результате изменения напряжения $U_{КЭ}=U_{пит}-I_К R_к$. Таким образом, при усилении переменного сигнала на коллекторе транзистора происходит изменение напряжения, и транзистор непрерывно переходит с одной статической коллекторной характеристики на другую. Весь этот переход, вернее, след рабочей точки, проходящий по статическим характеристикам, называют динамической характеристикой. Она представляет собой прямую линию (рис. 4, *б*). Строят ее уже знакомым способом: находят две крайние точки на осях — точку нулевого коллекторного тока $I_К=0$ (транзистор закрыт), в которой напряжение $U_{КЭ}=U_{пит}$, и точку нулевого напряжения $U_{КЭ}=0$, в которой ток коллектора $I_К=U_{пит}/R_к$. Отметив их на выходной характеристике и соединив прямой, получим выходную динамическую характеристику, по которой будет перемещаться рабочая точка транзистора в процессе усиления сигнала.

Возвращаясь к входной динамической характеристике (рис. 4, *а*), надо сказать, что ее строят по точкам пересечения выходной динамической характеристики со статическими выходными характеристиками при различных токах базы $I_{Б1}$, $I_{Б2}$, $I_{Б3}$ и т. д., определяя для каждой из них соответствующие напряжения коллектора $U_{КЭ1}$, $U_{КЭ2}$, $U_{КЭ3}$. Затем на семействе входных статических характеристик для этих напряжений находят точки, соответствующие токам базы $I_{Б1}$, $I_{Б2}$, $I_{Б3}$ ..., и соединяют их кривой. Это и будет входная динамическая характеристика. Однако на практике часто считают входной динамической характеристикой обычную статическую входную характеристику для напряжения $U_{КЭ}=5$ В. Это справедливо, поскольку коллекторное напряжение слабо влияет на входной ток и все статические входные характеристики практически укладываются в одну кривую, которая, следовательно, будет одновременно и статической, и динамической характеристикой.

Так вот, определив по входной динамической характеристике положение рабочей точки T исходного режима по постоянному току — ток $I_{Б0}$ и напряжение $U_{Б0}$, находят $I_Б=I_{Б0}$ на выходной динамической характеристике (рис. 4, *б*) и определяют значения $I_{К0}$ и $U_{К0}$. Они-то и определяют режим транзистора по постоянному току.

Каким должен быть этот режим? Взгляните на рис. 5. На нем графически показан процесс усиления синусоидального сигнала в каскаде с транзистором, включенным по схеме ОЭ. Очевидно, что положение рабочей точки надо выбрать таким, чтобы сигнал «располагался» в линейной части входной и выходной динамических характеристик, чтобы не было ограничений сигнала, при которых амплитуда сигнала «достает» до тех участков характеристик, где наступает закрывание или насыщение транзистора. Наконец, исходный режим должен соответствовать рекомендуемым напряжениям и токам для данного транзистора, при которых его коэффициент усиления максимален. Таким образом, построив динамические характеристики транзистора при данном сопротивлении нагрузки $R_к$, вы всегда сможете

определить исходный режим по постоянному току. А чтобы «вогнать» транзистор в этот режим, надо подобрать соответствующим образом напряжение смещения $U_{Б0}$ на базе транзистора путем подбора резистора $R_б$: от сопротивления этого резистора зависит положение точки $I_Б = U_{пит}/R_б$ на входной характеристике (рис. 4, *а*), а следовательно, и положение точки *Т*. С уменьшением сопротивления $R_б$ ток $I_Б$ увеличится, и точка *Т* «переползет» по характеристике выше, а $I_{Б0}$ и $U_{Б0}$ тоже увеличатся. И наоборот, при увеличении сопротивления базового резистора $R_б$ точка *Т* опустится, уменьшив значения $I_{Б0}$ и $U_{Б0}$.

То же самое будет происходить и при изменении сопротивления резистора $R_к$: динамическая выходная характеристика будет вращаться вокруг точки нулевого тока коллектора. Но сопротивление коллекторной нагрузки $R_к$ при подгонке режима транзистора надо подбирать с большой осторожностью, так как от этого зависят многие параметры каскада.

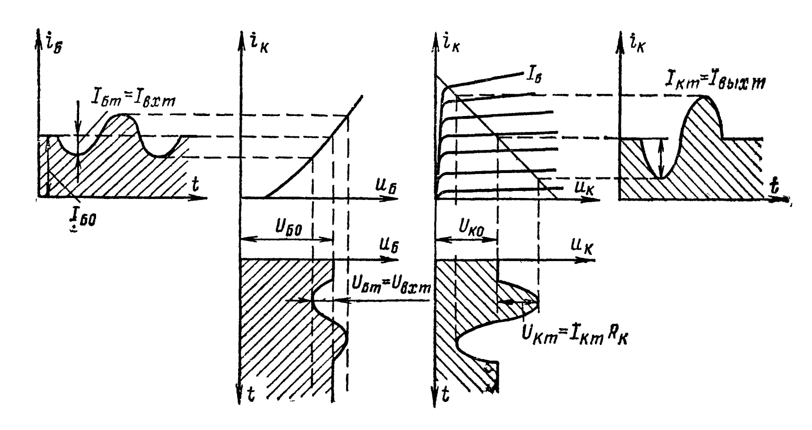


Рис. 5.

Надо предупредить, что приведенные выше формулы для определения крайних точек динамических характеристик и значений $I_{К0}$, $U_{К0}$, $I_{Б0}$ и $U_{Б0}$ справедливы лишь для простейшего усилительного каскада (см. рис. 3). Главный недостаток такого каскада — заметная температурная нестабильность положения точки из-за обратного тока коллектора, увеличивающегося в 2—2,5 раза на каждые 10° С повышения температуры.

С учетом обратного тока $I_{КБО}$ ток коллектора равен: $I_К = I_Б h_{21Э} + I_{КБО}(h_{21Э} + 1)$.

Примем, что при $t = 20°$ С ток $I_{КБО} = 5$ мкА. При увеличении температуры до 40° С, что является обычным, ток $I_{КБО} = 5 \times 2 \times 2 = 20$ мкА, т. е. $\Delta I_{КБО} = 15$ мкА. Но тогда при $h_{21Э} = 50$ ток коллектора возрастает на $\Delta I_{КБО}(h_{21Э}+1) = 15(50+1) = 565$ мкА, т. е. бо-

лее чем на 0,5 мА. А так как ток коллектора маломощного транзистора составляет 2—5 мА, это уже заметное изменение. Возрастание тока коллектора приводит к перемещению рабочей точки по динамической характеристике, т. е. к увеличению тока $I_{К0}$ и уменьшению напряжения $U_{К0}$. Изменится исходный режим по постоянному току, изменится и весь процесс усиления. Особенно опасно это для высокочастотных транзисторов, так как приведет к самопроизвольной расстройке каскада. Чтобы воспрепятствовать такой зависимости положения исходного режима от температуры, в усилитель вводят цепи отрицательной обратной связи, термостабилизирующие токи и напряжения.

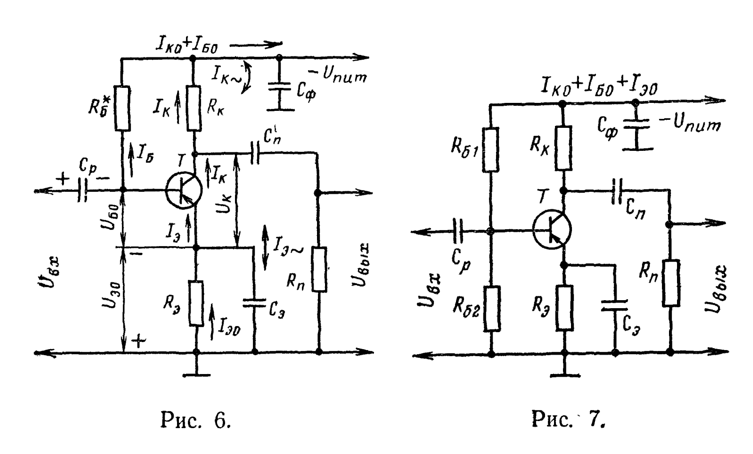


Рис. 6. Рис. 7.

На рис. 6 показана схема усилительного каскада с температурной стабилизацией режимов с эмиттерной обратной связью. От усилителя по схеме на рис. 3 он отличается лишь ячейкой $R_эC_э$ в эмиттерной цепи. Так как переменная составляющая тока эмиттера проходит через конденсатор $C_э$, то падение напряжения $U_{Э0}$ на резисторе $R_э$ создается только за счет постоянной составляющей эмиттерного тока $I_Э = I_Б\,(h_{21Э}+1)+I_{КБО}(h_{21Э}+1)$. Следовательно, напряжение $U_{Э0}$ зависит от температурного изменения обратного тока коллектора $I_{КБО}$. С повышением температуры и увеличением эмиттерного тока исходного режима $I_{Э0}$ напряжение $U_{Э0}$ также увеличивается, но при этом уменьшается напряжение смещения на базе $U_{Б0}$, которое равно разности между напряжениями на базе и эмиттере. Это сдерживает рост эмиттерного и, следовательно, коллекторного токов, в чем и заключается температурная стабилизация исходного режима. Замечу, что хорошая температурная стабилизация получается только при малом сопротивлении резистора $R_к$ и достаточно большом сопротивлении резистора $R_э$ — около единиц килоом.

Еще лучшей термостабилизацией обладает усилитель с делителем напряжения в базовой цепи транзистора (рис. 7). Благодаря делителю напряжение смещения не зависит от параметров транзистора и каскад не требует подстройки при смене транзистора. Сме-

шение на базе транзистора равно разности напряжения, снимаемого с резистора $R_{б2}$, и падения напряжения на резисторе $R_э$, пропорционального току эмиттера. При возрастании тока коллектора ток эмиттера также растет, увеличивая падение напряжения на резисторе $R_э$, что уменьшает напряжение смещения на базе транзистора. В результате ток коллектора возрастает незначительно. Выходная динамическая характеристика такого каскада такая же, как и у усилителя по схеме, приведенной на рис. 6.

Возможна также коллекторная температурная стабилизация (рис. 8). В этом случае к резистору $R_б$ приложена разность между напряжением источника питания $U_{пит}$ и падением напряжения на

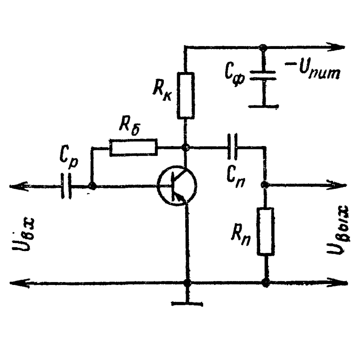



Рис. 8.

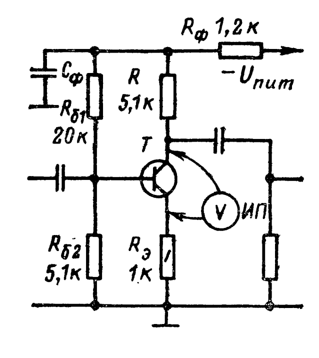


Рис. 9

резисторе $R_к$. Напряжение между базой и эмиттером очень мало по сравнению с напряжением на резисторе $R_б$. Если при изменении температуры изменится ток коллектора, например возрастет, то увеличится падение напряжения на резисторе $R_к$; напряжение на резисторе $R_б$ и ток базы уменьшатся, что в свою очередь ослабит нарастание коллекторного тока.

В заключение заметим, что перед измерением режима надо принять меры для устранения самовозбуждения каскада. Если каскад самовозбуждается, т. е. генерирует переменное напряжение, токи транзистора велики и каскад не находится в том «исходном» состоянии, которое характеризуется токами $I_{К0}$, $I_{Б0}$ и напряжениями $U_{К0}$, $U_{Б0}$. Транзистор может вообще перейти в режим насыщения, тогда ток коллектора совершенно не будет зависеть от напряжения смещения. Поэтому прежде всего надо исключить самовозбуждение каскада, лучше всего разорвав межкаскадные связи — отпаяв межкаскадный разделительный конденсатор. Если в усилителе имеются цепи обратной связи по переменному току, их тоже надо выключить. Конечно, лучше всего убедиться в отсутствии самовозбуждения при помощи осциллографа, присоединив его вход к коллектору транзистора через конденсатор емкостью 0,01—0,1 мкФ: на экране линия развертки должна остаться горизонтальной прямой. Если осциллографа нет, то можно воспользоваться милливольтметром переменного напряжения, подключив его также к коллектору транзистора. Если самовозбуждения нет, милливольтметр не должен показывать

переменное напряжение. Наконец, признаком отсутствия самовозбуждения каскада будет заметное изменение тока коллектора при малейшем изменении напряжения на базе, которое зависит от сопротивления базового резистора $R_б$ (см. рис. 3, 6 и 8) или $R_{б1}$ (рис. 9).

Итак, определение режима транзистора заключается в измерении токов $I_{К0}$, $I_{Б0}$ или напряжений $U_{К0}$, $U_{Б0}$.

ИЗМЕРЕНИЕ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Влияние вольтметра на режим в цепи

Измерить постоянное напряжение можно авометром — универсальным прибором для измерения токов, напряжения, сопротивлений — или электронным вольтметром. Ток полного отклонения стрелки магнитоэлектрического измерителя микроамперметра современных авометров обычно не более 100 мкА. Он-то и определяет входное (или внутреннее) сопротивление авометра и тем самым пригодность прибора для измерения в высокоомных цепях.

В самом деле, вольтметр подключают параллельно тому участку цепи, напряжение на котором хотят измерить. Посмотрите на рис. 9. Чтобы измерить напряжение $U_{КЭ}$, вольтметр *ИП* надо подключить параллельно участку коллектор — эмиттер транзистора. Если до этого ток в цепи коллектора определялся сопротивлениями цепочки $R_к$ — транзистор — $R_э$, то теперь параллельно транзистору подключено входное сопротивление вольтметра и суммарное сопротивление всей цепочки становится меньше. Это приводит к увеличению тока через цепочку, а значит, к увеличению падения напряжений на резисторах $R_к$ и $R_э$. В результате вольтметр покажет меньшее напряжение $U_{КЭ}$, чем было в действительности до его подключения. Погрешность будет тем значительнее, чем меньше входное сопротивление вольтметра по сравнению с сопротивлением того участка цепи, который он при измерении шунтирует. Чтобы эта погрешность была возможно меньшей, входное сопротивление вольтметра должно быть по меньшей мере в 10—20 раз больше сопротивления измеряемого участка цепи.

Но и такого входного сопротивления часто бывает мало, потому что вольтметр может не только изменить общее сопротивление измеряемого участка и тем самым изменить ток в нем, но и вообще изменить характер работы каскада, особенно если измеряемая цепь содержит нелинейный участок, как это имеет место при измерении напряжения на коллекторе транзистора. Шунтирование участка коллектор — эмиттер транзистора небольшим входным сопротивлением вольтметра может изменить сам характер работы транзистора, и поэтому результаты измерения будут очень далеки от действительности.

При измерениях в линейных электрических цепях (цепях, не содержащих нелинейных элементов — полупроводниковых диодов, транзисторов, варисторов и т. п., не подчиняющихся закону Ома) можно расчетным путем учесть влияние небольшого входного сопротивления прибора $R_{вх}$. Для этого записывают показание вольтметра U_1, а затем параллельно ему присоединяют резистор R сопротивлением, равным или меньшим в несколько раз сопротивления $R_{вх}$. Показания вольтметра при этом изменятся и станут равными U_2. Тогда истинное измеряемое напряжение будет

$$U_x = \frac{\frac{R_{вх}}{R} U_2}{\frac{\left(\frac{R_{вх}}{R} + 1\right) U_2}{U_1} - 1}.$$

Точность измерения во многом зависит от определения сопротивлений $R_{вх}$ и R. Метод, конечно, неудобный, но в некоторых случаях может выручить. Но, повторяю, он пригоден только для измерения в линейных цепях постоянного тока.

Входное сопротивление вольтметра определяется наибольшим током его стрелочного измерителя $I_и$. Зная этот ток, нетрудно определить входное сопротивление вольтметра на данной шкале $U_ш$. Например, на шкале $U_ш = 1$ В вольтметр с микроамперметром на ток $I_и = 100$ мкА имеет входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_ш}{I_и} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 1 \cdot 10^4 = 10\,000 \text{ Ом}.$$

В этом случае на 1 В шкалы приходится сопротивление, равное 10 кОм, значит, $R_{вх} = 10$ кОм/В. Эта важнейшая характеристика вольтметра позволяет судить о его входном сопротивлении на любой шкале и, таким образом, определить сопротивление, шунтирующее измеряемый участок. Например, для нашего примера входное сопротивление вольтметра на шкале 3 В будет $R_{вх3В} = R_{вх} \cdot U_ш = 10 \cdot 3 = 30$ кОм. На шкале 10 В оно составляет 100 кОм и т. д.

Как видите, на разных пределах измерения входное сопротивление вольтметра различно, поэтому и погрешности измерений, обусловленные его шунтирующим действием, будут на разных шкалах неодинаковыми. Это надо учитывать. Например, при измерении напряжения около 10 В к измеряемой цепи подключают шунтирующее сопротивление в 100 кОм, а при измерении напряжения 0,5 В — 10 кОм. Можно, конечно, оставить прибор включенным на пределе 10 В, но тогда появится другой источник погрешностей: на десятивольтной шкале отклонение стрелки при измерении напряжения 0,5 В будет незначительным, а точность измерения прибором магнитоэлектрической системы (все авометры имеют именно такой измерительный механизм) тем выше, чем больше его ток $I_и$.

Это требует пояснения. Стрелочные измерительные приборы изготовляют восьми классов точности, от 0,05 до 4,0. Номер класса характеризует относительную погрешность прибора в процентах, отнесенную к предельному значению шкалы. Если, например, прибор на шкале 10 В имеет класс точности 1,5, то это означает, что при отклонении стрелки прибора на всю шкалу (до отметки 10 В) он будет иметь погрешность, укладывающуюся в 1,5%. Следовательно, абсолютная погрешность, какую может допустить этот прибор, составит $\Delta A = 1{,}5 \cdot 10/100 = 0{,}15$ В.

Имейте только в виду, что это погрешность самого прибора, не учитывающая погрешности, обусловленные ошибками включения, шунтированием измеряемой цепи и пр. Эту абсолютную ошибку в 0,15 В прибор может допустить в любой точке шкалы. Но если по отношению к 10 В (на отметке шкалы 10 В) ошибка составит всего 1,5%, то на отметке 0,5 В ошибка будет равна 30%. Соответственно на отметке 2 В ошибка будет $0{,}15 \cdot 100/2 = 7{,}5\%$, а на отметке 6 В —

6,15·100/6=2,5%. Поэтому надо предпочитать такой предел измерений, при котором стрелка отклоняется до последней трети шкалы.

Итак, входное сопротивление вольтметра должно быть как можно больше. У современных вольтметров входное сопротивление составляет от 10 до 20 и даже до 50 кОм на 1 В шкалы. Достаточно ли это для измерения режима транзисторов?

При измерении коллекторного напряжения транзистора прибор всегда показывает меньшее напряжение. Но если собственное потребление тока вольтметром невелико (в пределах 50—100 мкА), то и влияние его на коллекторное напряжение тоже незначительно. Его можно оценить по формуле $\Delta U_к = I_и R_{сум}$, где $R_{сум}$ — суммарное сопротивление постоянному току всех элементов цепи коллектора.

Например, для усилителя, собранного по схеме на рис. 9, при собственном потреблении тока прибором 50 мкА результат измерения коллекторного напряжения будет меньше на значение $\Delta U_к = 50 \times \times 10^{-6}(1200+5100+1000) = 0{,}36$ В. Если принять $U_{К0} = 3$ В, то это составит 12%.

Это немало, но все же можно считать, что если ток коллектора транзистора более 0,5 мА, т. е. в 5—10 раз превышает собственное потребление тока вольтметром, то измерения достаточно точные. Как видно из формулы, измерения тем точнее, чем низкоомнее коллекторная нагрузка $R_к$.

При малых токах коллектора ошибка становится уже слишком большой То же можно сказать и об измерении напряжения на базе транзистора — ведь ток базы при включении маломощного транзистора по схеме с ОЭ составляет всего несколько десятков микроампер, что соизмеримо с током, потребляемым вольтметром. Поэтому измерять базовые напряжения авометром нельзя. Для таких измерений нужны электронные вольтметры.

Электронный вольтметр потребляет очень небольшой ток из измеряемой цепи и соответственно обладает большим входным сопротивлением — до 5—10 МОм и более (независимо от предела измерения). Кроме того, если даже у лучших авометров наименьшие пределы измерения напряжения бывают не менее 0,1—0,3 В и поэтому измерять напряжение менее 0,05 В с их помощью не удается, приборы электронной системы позволяют измерять милливольты и даже микровольты при очень большом входном сопротивлении. А необходимость в подобных измерениях в транзисторных конструкциях встречается часто.

Но прежде чем говорить о вольтметрах электронной системы, еще несколько слов об авометре. Авометр можно сконструировать самому, надо лишь иметь микроамперметр на ток $I_и$ не более 100 мкА, желательно с большой шкалой. Параметры некоторых стрелочных измерителей приборов магнитоэлектрической системы приведены в табл. 1.

Конструкции самодельных авометров неоднократно приводили в журнале «Радио» (1971, № 10, с. 42—48). Впрочем, если у вас имеется микроамперметр на ток 50—100 мкА, то на базе такого измерителя несложно сконструировать вольтметр для измерения постоянного напряжения (рис. 10). Добавьте к нему переключатель на несколько положений, подберите добавочные резисторы, смонтируйте все это в подходящем корпусе — и вольтметр готов. Сопротивление добавочных резисторов $R_{д1}$—$R_{д3}$ рассчитывайте по формуле

$$R_д = \frac{U_п}{I_и} - R_и,$$

Таблица 1

Тип	Класс точности	Ток полного отклонения стрелки, мкА	Размеры, мм
M93; M94	1,0; 1,5	50, 100, 150, 200, 300, 500, 1000	120×105×64
M96	1,5	300	127×107×65
M1131	4,0	200, 500	30×30×50
M1360	2,5	50, 100, 200, 500	60×60×70
M1400	1,5	50, 100, 200, 500	80×80×70
M1690	1,0	50, 100, 200, 500	120×105×75
M1692	0,5; 1,0	20, 50, 100, 200, 500, 1000	120×105×75
M4204	1,5; 2,5	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500	80×80×49
M4205	1,5; 2,5	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500	60×60×49
M4206	2,5; 4,0	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500	40×40×49
M4208	2,5; 4,0	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500	40×40×49
M4209	2,5; 4,0	10, 20, 30, 50, 100, 200, 300, 500	40×40×49

где $U_п$ — номинальное напряжение данного предела измерения; $I_и$ — ток полного отклонения стрелки измерителя; $R_и$ — сопротивление рамки измерителя.

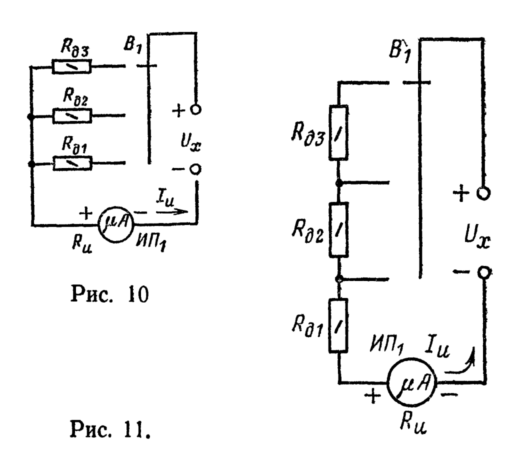


Рис. 10

Рис. 11.

Для вольтметра по схеме на рис. 11 добавочные резисторы рассчитывают по формулам:

$$R_{д1} = \frac{U_{п1}}{I_и} - R_и; \qquad R_{д2} = \frac{U_{п2}}{I_и} - (R_и + R_{д1});$$

$$R_{д3} = \frac{U_{п3}}{I_и} - (R_и + R_{д1} + R_{д2}),$$

где $U_{п1}$, $U_{п2}$, $U_{п3}$ — пределы измерения напряжений, причем $U_{п1} < U_{п2} < U_{п3}$.

Сопротивление рамки $R_и$ микроамперметра часто указывают на его шкале. Измерить его можно по схеме, показанной на рис. 12. Источник питания ($Б_1$) рассчитан на напряжение 1,5—4,5 В. Сопротивление резистора R_1 подбирают таким, чтобы при полностью выведенном переменном резисторе R_2 стрелка измеряемого прибора $ИП_1$ отклонилась почти на всю шкалу. Затем с помощью резистора R_2 устанавливают ее точно на последнее деление шкалы и по образцовому микроамперметру $ИП_2$ (например, по авометру, включенному для измерения постоянного тока) определяют ток $I_и$ микроамперметра $ИП_1$. Далее параллельно ему подключают переменный резистор R_0 сопротивлением 2—3 кОм и с помощью его стрелку измеряемого прибора устанавливают точно на среднюю отметку шкалы. В этот момент $R_0 = R_и$. Остается измерить омметром полученное значение R_0.

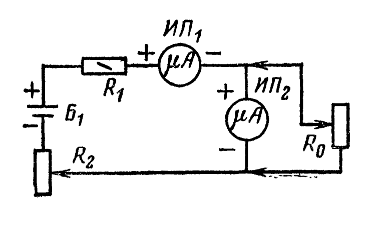


Рис. 12.

Электронные вольтметры

Электронным вольтметром постоянного тока благодаря его большому входному сопротивлению можно производить измерения практически в любых радиотехнических цепях.

В электронных вольтметрах измеряемое постоянное напряжение обычно поступает на вход усилителя постоянного тока, на выходе которого включен микроамперметр. Чем больше измеряемое напряжение, тем больше сигнал на входе вольтметра, тем больше отклонение стрелки микроамперметра. Так как ток во входной цепи усилителя незначительный (несколько микроампер или даже долей микроампера), то к измеряемой цепи усилитель подключают через очень высокоомный делитель. Поэтому входное сопротивление электронного вольтметра исчисляется мегаомами на любых пределах измерений. Таков принцип построения электронного вольтметра. Впрочем, на практике все это оказывается куда сложнее.

Дело в том, что усилителю постоянного тока свойствен так называемый дрейф нуля, т. е. самопроизвольное изменение уровня выходного напряжения из-за тепловых явлений в нем, нестабильности источника питания, флуктуации и других факторов. Чтобы снизить дрейф нуля и стабилизировать коэффициент усиления, электронные вольтметры обычно строят по балансной схеме. Представьте себе измерительный мост, в плечи которого включены усилительные элементы, а в диагональ моста — микроамперметр. Когда измеряемое напряжение отсутствует, то мост сбалансирован, тока в его диагонали нет, поэтому стрелка микроамперметра устанавливается на нуль шкалы. Когда на входные зажимы подается измеряемое напряжение, внутреннее сопротивление усилительного элемента, включенного в плечо моста, изменяется, в результате чего происходит разбаланс моста и в его диагонали появляется ток, пропорциональный входному напряжению. Этот ток вызовет соответствующее отклонение стрелки микроамперметра.

Пределы измерения подбирают переключателем, который подключает входной электрод усилительного элемента, включенного в плечо моста, к соответствующим точкам входного высокоомного делителя. Сопротивление этого делителя (10 МОм и более) является входным сопротивлением вольтметра. Одновременно с переключением входного делителя происходит переключение и добавочных резисторов в диагонали моста, что позволяет совместить шкалы пределов измерений, отличающихся в 10 раз.

Балансные усилители применяют во многих промышленных электронных вольтметрах, например в приборах ВК7-3 (А4-М2), ВК7-9, ВК7-15, В7-2 и др. Эти приборы называются универсальными электронными вольтметрами, так как позволяют измерять не только постоянное и переменное напряжение, но и сопротивление (от долей ома до десятков мегаом), а некоторые из них еще и емкость и индуктивность. Балансные усилители постоянного тока, как ламповые, так и транзисторные, используют и в любительских конструкциях (см. «Радио», 1974, № 2, с. 42, 43).

Но подобными электронными вольтметрами нельзя измерять малые напряжения. Для измерения десятков и единиц милливольт, а тем более микровольт надо значительно увеличить чувствительность усилителя постоянного тока, а тут начинаются осложнения с дрейфом нуля и нестабильностью коэффициента усиления. Поэтому в милливольтметрах постоянного тока измеряемое постоянное напряжение обычно преобразуют в пропорциональное ему переменное, которое усиливают, выпрямляют и измеряют микроамперметром. Делают это потому, что усилителю переменного напряжения обеспечить стабильность и большой коэффициент усиления значительно проще, чем усилителю постоянного тока. В таком электронном вольтметре удается добиться очень высокой чувствительности — до единиц микровольт (при достаточной точности измерения). Кроме того, для повышения точности измерений вольтметр снабжают калибратором — стабилизированным источником образцового напряжения, например, 10 мВ. Измеряя это напряжение и регулируя чувствительность вольтметром, уточняют градуировку шкалы.

Как видите, милливольтметр становится сложным измерительным прибором. Но, несколько поступившись точностью, можно самому смонтировать неплохой милливольтметр. Рассмотрим конструкцию транзисторного милливольтметра-приставки к авометру, имеющему диапазон измерения постоянного тока 0—0,2 мА (см. «Радио», 1969, № 6, с. 49, 50). Несмотря на относительную простоту, прибор содержит все элементы милливольтметра постоянного тока: преобразователь измеряемого постоянного напряжения в переменное, усилитель, синхронный детектор (устройство, работающее в такт с преобразователем для обратного преобразования усиленного переменного сигнала в постоянное напряжение) и калибратор показаний прибора. Он позволяет измерять напряжения от единиц милливольт до 15 В и обладает достаточно большим входным сопротивлением даже на самом чувствительном пределе, особенно если микроамперметр будет на ток 50 мкА. Приведем схему этого прибора (рис. 13) с кратким пояснением принципа его работы.

Измеряемое постоянное напряжение поступает на входной делитель, резисторы $R_1 — R_7$ которого подобраны таким образом, чтобы напряжение на базе транзистора T_2 не превышало 10 мВ. Преобразование этого напряжения в переменное происходит следующим образом. На транзисторах T_5 и T_6 собран генератор прямоугольных

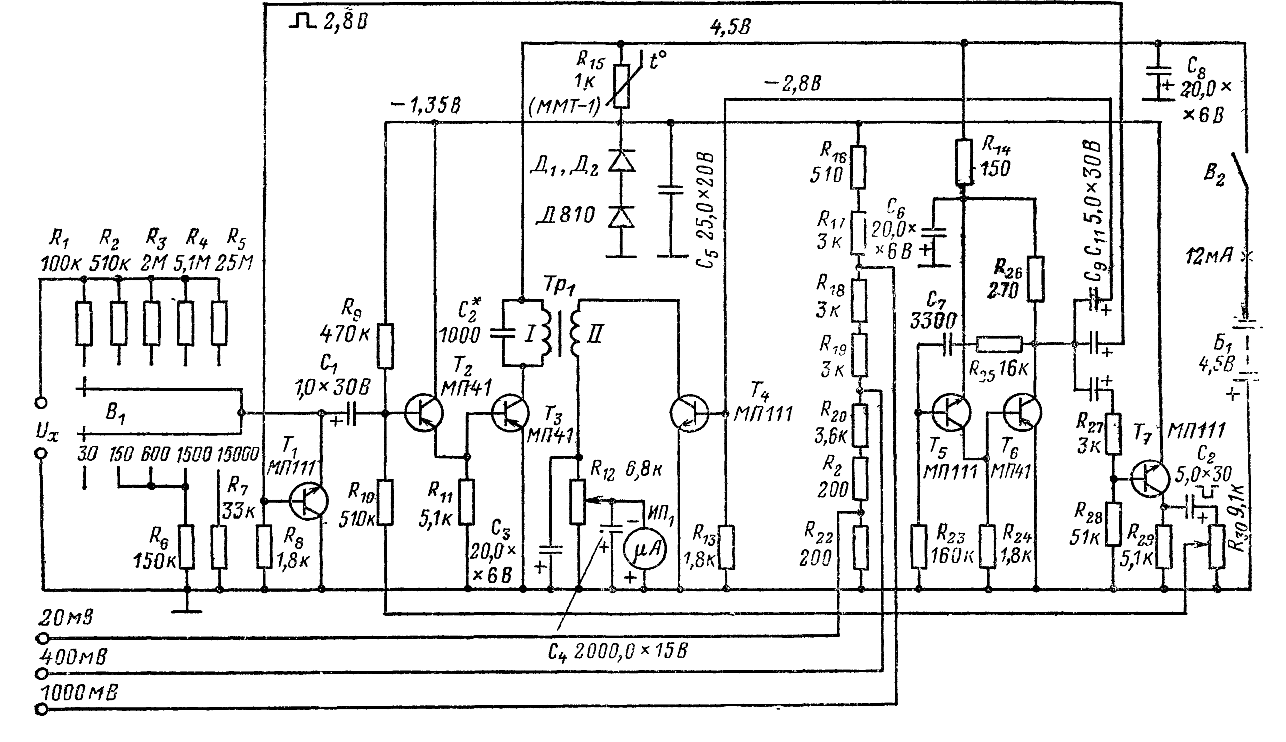

2,8В
4,5В
R15 1К (ММТ-1)
t°
−2,8В
−1,35В
Д1, Д2
Д810
C5 25,0×20В
C8 20,0×6В
B2
R16 510
R14 150
C6 20,0×6В
R17 3К
12мА
R1 100к
R2 510к
R3 2М
R4 5,1М
R5 25М
Tp1
C2* 1000
I
II
R9 470к
C1 1,0×30В
T2 МП41
T3 МП41
T4 МП111
R18 3К
C7 3300
R26 270
C9 C11 5,0×30В
R19 3К
R25 16К
Б1 4,5В
B1
Ux
30 150 600 1500 15000
T1 МП111
R7 33к
R6 150к
R8 1,8к
R10 510к
R11 5,1к
C3 20,0×6В
R12 6,8к
ИП1
μA
R13 1,8к
R20 3,6К
R2 200
R22 200
T5 МП111
T6 МП41
R23 160К
R24 1,8К
R27 3К
T7 МП111
C2 5,0×30
R28 51К
R29 5,1К
R30 9,1К
20мВ
400мВ
1000мВ
C4 2000,0×15В

Рис. 13.

импульсов с частотой 2 кГц. Импульсы положительной полярности с его выхода поступают на базу транзистора T_1. В исходном положении транзистор закрыт. Измеряемое постоянное напряжение заряжает конденсатор C_1. В момент появления положительного импульса транзистор T_1 открывается и тем самым замыкает входное постоянное напряжение на «заземленный» проводник, а конденсатор C_1 разряжается. По окончании действия импульса транзистор T_1 закроется, а конденсатор C_1 снова станет заряжаться до значения измеряемого напряжения. Таким образом на базе транзистора T_2 окажется переменное напряжение почти прямоугольной формы, амплитуда которого пропорциональна измеряемому постоянному напряжению.

Далее происходит усиление этого импульсного напряжения в усилителе на транзисторах T_2 и T_3. Коллекторная цепь транзистора T_3 нагружена на колебательный контур, образованный первичной обмоткой трансформатора $Тр_1$ (переходный трансформатор от усилителя низкой частоты карманного приемника) и конденсатором C_2. Контур настраивают на частоту импульсного генератора (2 кГц) подбором конденсатора C_2. Его емкость должна быть такой, чтобы при подаче на вход милливольтметра какого-либо постоянного напряжения отклонение стрелки микроамперметра $ИП_1$, включенного в цепь вторичной обмотки трансформатора $Тр_1$, было максимальным.

Детектирование усиленного импульсного напряжения происходит транзистором T_4. На его базу от импульсного генератора подаются прямоугольные импульсы, а на коллектор — усиленное импульсное напряжение. Выводы вторичной обмотки трансформатора $Тр_1$ должны быть включены так, чтобы эти импульсы на базе и коллекторе транзистора совпадали по фазе. При этом транзистор работает как выпрямитель коллекторных импульсов. Постоянная составляющая импульсного напряжения выделяется на нагрузке выпрямителя (на резисторе R_{12}) и измеряется микроамперметром $ИП_1$ авометра. Можно также использовать микроамперметр на ток 50—200 мкА.

Надо сказать, что на базе транзистора T_2 всегда имеется некоторый (около 2—3 мВ) паразитный сигнал с частотой внутреннего генератора. Этот сигнал отклоняет стрелку микроамперметра от нулевой отметки, причем отклонение зависит от температуры генератора и амплитуды его прямоугольных импульсов. Чтобы вернуть стрелку на нулевую отметку, надо на базу транзистора T_2 подать этот же импульсный сигнал, но в отрицательной полярности. Регулируя амплитуду сигнала резистором R_{30}, можно установить стрелку прибора на нуль. Импульсный сигнал отрицательной полярности получают с помощью фазоинвертора на транзисторе T_7.

Перед измерением милливольтметр калибруют, для чего входной щуп присоединяют к зажимам источника калибровочного напряжения в 20, 400 или 1000 мВ (в зависимости от предела измерения милливольтметра). Переменным резистором R_{12} устанавливают стрелку микроамперметра на соответствующую отметку шкалы.

Калиброванное и стабилизированное напряжение снимают со стабилитронов $Д_1$ и $Д_2$, включенных в прямом направлении, поскольку напряжение источника питания ($Б_1$) слишком мало для обычного обратного включения стабилитронов. Напряжение на стабилизаторах (1,36 В) изменяется всего на 0,02 В при уменьшении напряжения батареи питания до 3 В.

Попробуйте сделать такой милливольтметр, это несложно.

Более сложный микровольтметр постоянного тока описан в журнале «Радио» (1975, № 9, с. 46—50).

В последнее время в практику измерений интенсивно внедряются цифровые измерительные приборы. Их преимущества перед стрелочными приборами — высокая точность и наглядность показаний. В таких вольтметрах измеряемая величина отсчитывается на экране прямо в виде цифрового значения, например 5,238 В. Некоторые любительские конструкции цифрового вольтметра описаны в журнале «Радио» (1974, № 11, с. 28, 29; 1977, № 11, с. 58; № 12, с. 28) и в книге Ю. В. Бездельева «Малогабаритные любительские электроизмерительные приборы» (М.: Энергия, 1972). Но, повторяю, это сложные приборы, хотя будущее, безусловно, за ними.

Измерение постоянного тока

Для измерения тока электроизмерительный прибор включают в разрыв цепи. Если вы хотите измерить ток в коллекторной цепи транзистора, то прибор надо включать в разрыв этой цепи, лучше всего между нагрузкой транзистора и источником питания. Но тут надо учитывать сопротивление рамки измерителя $R_и$. У микроамперметров оно может составлять 1000 Ом и больше. Сопротивление окажется включенным последовательно в коллекторную цепь и тем самым увеличит сопротивление коллекторной нагрузки. Правда, это произойдет лишь в том случае, если пользуются микроамперметром без шунта, что редко бывает на практике. Ведь микроамперметр авометра (а на практике именно таким прибором пользуются для измерения постоянного тока) имеет ток полного отклонения стрелки не более 100 мкА.

В цепях транзистора текут токи порядка миллиампер или даже нескольких долей миллиампера, поэтому микроамперметр необходимо шунтировать по крайней мере в 10 раз меньшим сопротивлением, чем сопротивление его рамки $R_и$. Следовательно, общее сопротивление, включаемое в разрыв цепи, будет не более 100—200 Ом, что лишь незначительно увеличит сопротивление коллекторной нагрузки. Но в некоторых случаях и это может иметь значение, поэтому надо помнить, что включение миллиамперметра всегда приводит к увеличению сопротивления измеряемой цепи, особенно при измерении малых токов, когда прибор не шунтирован или сопротивление шунта сравнительно большое.

Как рассчитать сопротивление шунта для расширения предела измерения? Если микроамперметром, рассчитанным на ток $I_и$, нужно измерить ток на пределе $I_п$, то сопротивление шунта $R_ш$ (резистор, изготовленный из манганиновой или константановой проволоки, обладающий высокой стабильностью сопротивления), подключаемого параллельно микроамперметру, должно быть:

$$R_ш = \frac{R_и}{\frac{I_п}{I_и} - 1}.$$

Имейте в виду, что шунт должен быть надежно соединен с зажимами микроамперметра, так как если он в процессе измерения отключится, то весь измеряемый ток пойдет через прибор и его рамка может сгореть. Даже если она уцелеет, то подвижная система прибора обязательно пострадает.

Миллиамперметр является составной частью авометра. Но он может быть самостоятельным прибором. Это даже удобнее — ведь

часто приходится одновременно измерять напряжение и ток, что невозможно сделать одним авометром.

На рис. 14 показана схема трехпредельного миллиамперметра с так называемым универсальным шунтом. На пределе $I_{п1}$ микроамперметр $ИП_1$ шунтируется всем шунтом $R_ш$, сопротивление которого надо рассчитывать по приведенной выше формуле. На пределе $I_{п2}$ измеряемый ток идет по двум цепям: через резистор $R_{ш1}$ и шунт $R_{ш2}+R_{ш3}$. На пределе $I_{п3}$ ток пойдет через резисторы $R_{ш1}+R_{ш2}$ и шунт $R_{ш3}$. Следовательно, сопротивление резистора $R_{ш1}$ равно разности между общим сопротивлением шунта $R_ш$ и сопротивлением шунта для получения предела $I_{п2}$, т. е.

$$R_{ш1} = R_ш - \frac{I_{п1}}{I_{п2}} R_ш;$$

$$R_{ш2} = R_ш - \left(R_{ш1} + \frac{I_{п1}}{I_{п3}} R_ш\right);$$

$$R_{ш3} = R_ш - (R_{ш1} + R_{ш2}).$$

В трехпредельном миллиамперметре (рис. 15) с переключаемыми шунтами, которые проще рассчитать и сделать, в момент пере-

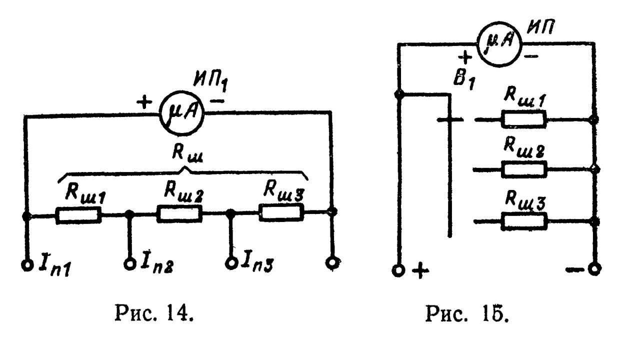


Рис. 14. Рис. 15.

ключения весь измеряемый ток идет через прибор. Поэтому такой миллиамперметр в момент переключения надо обязательно отключать от измеряемой цепи. В этом его основной недостаток. Но миллиамперметр с универсальным шунтом больше влияет на измеряемую цепь, чем прибор с отдельными шунтами. В самом деле, только на пределе $I_{п1}$ универсальный шунт целиком подключен к измерителю, а на других пределах резисторы $R_{ш1}$ или $R_{ш1}+R_{ш2}$ включаются последовательно с рамкой микроамперметра. Поэтому на пределах $I_{п2}$ и $I_{п3}$ происходит увеличение потребляемой миллиамперметром мощности от измеряемой цепи. Действительно, для отклонения стрелки микроамперметра он должен потребить мощность $I_п U_п$. В приборе с раздельными шунтами сопротивления резисторов $R_{ш1}$, $R_{ш2}$ и т. д. выбирают именно из условия отклонения стрелки микроамперметра на всю шкалу при токе $I_и = I_п$. В приборе же с универсальным шунтом с учетом этого условия выбирают лишь общее сопротивление шунта $R_ш$ на пределе $I_{п1}$. Следовательно, миллиамперметр с универсальным шунтом сильнее влияет на режим измеряемой цепи.

Это влияние можно выразить в процентах из соотношения сопротивлений прибора и измеряемой цепи. Естественно, чем меньше входное сопротивление миллиамперметра $R_{мА}$ по сравнению с сопротивлением цепи $R_ц$, тем меньше влияние прибора:

$$\frac{R_{мА}}{R_{мА}+R_ц}\cdot 100\%.$$

Влияние миллиамперметра тем значительнее, чем меньше напряжение, действующее в измеряемой цепи. Объясняется это тем, что при протекании в цепи тока $I_п$ на миллиамперметре происходит падение напряжения $I_п R_{мА}=U_п$, а в измеряемой цепи при этом действует электродвижущая сила $E_ц=I_п(R_{мА}+R_ц)$.

Приведенную выше формулу можно переписать в таком виде:

$$\frac{I_п R_{мА}}{I_п(R_{мА}+R_ц)}\cdot 100\% = \frac{U_п}{E_ц}\cdot 100\%.$$

Отсюда следует, что чем меньше $E_ц$ по сравнению с $U_п$, тем значительнее влияние прибора на режим измеряемой цепи.

Впрочем, ток можно измерить косвенным путем. Например, чтобы измерить ток коллектора транзистора, совершенно не обязательно отпаивать вывод нагрузочного резистора $R_к$ и подключать к нему щуп миллиамперметра. При печатном монтаже это очень неудобно, а иногда и просто невозможно сделать без механических повреждений. Значительно проще определить ток $I_к$, измерив падение напряжения $U_{R_к}$ на резисторе $R_к$ (лучше всего электронным вольтметром). Тогда искомый ток коллектора $I_к=U_{R_к} R_к$. Конечно, при этом надо знать точное сопротивление резистора $R_к$, а измерить его омметром, не выпаивая, не всегда удается, так как параллельно этому резистору могут быть включены другие цепи постоянного тока. Наконец, если напряжение $U_{R_к}$ измерять не электронным вольтметром, а вольтметром авометра, то надо учитывать шунтирование резистора $R_к$ входным сопротивлением прибора.

Измерения падения напряжения лучше проводить не на самом нагрузочном резисторе $R_к$, а на эмиттерном резисторе $R_э$. Во-первых, сопротивление резистора $R_э$ обычно значительно меньше сопротивления резистора $R_к$, поэтому меньше и влияние подключения авометра, а во-вторых, в каскадах с температурной компенсацией падение напряжения на резисторе эмиттерной цепи определяется фиксированным напряжением смещения в базовой цепи транзистора. Поэтому подключение входного сопротивления авометра вызовет увеличение коллекторного тока только на значение, потребляемое его микроамперметром, т. е. максимум на 100 мкА. Это немного по сравнению с током коллектора. Правда, при таком измерении тока через резистор $R_э$ несколько изменяется суммарное значение коллекторного и эмиттерного токов, но при большом коэффициенте передачи тока транзистора погрешность будет невелика. При $h_{21Э}=100$ ток коллектора отличается от тока эмиттера всего (при $I_Э=5$ мА) на 0,05 мА, т. е. на 1%. При меньших значениях коэффициента передачи тока погрешность измерения возрастает, но даже при $h_{21Э}=12\div15$ она не превысит 6—8%.

ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Что такое U_m, U и $U_{ср.в}$?

С измерением переменных напряжений дело обстоит несколько сложнее, чем с измерением постоянных. Начнем хотя бы с такого, казалось бы простого, вопроса: как характеризовать значение переменного напряжения? Ведь сказать, что переменное напряжение равно, например, 10 В — это еще ничего не сказать. Взгляните на рис. 16, *а—д*. На нем показаны формы некоторых переменных напряжений. Так в какой же момент времени напряжение равно 10 В?

Для характеристики переменного напряжения (и тока) приняты три значения: амплитудное, среднеквадратичное и средневыпрямленное. Амплитудное (его иногда называют пиковым) характеризует максимально возможное значение напряжения данной формы. Обозначим его U_m (рис. 16, *а*). Это не размах напряжения, а максимальное отклонение от нуля в положительную или отрицательную сторону. Размах синусоидального напряжения равен $2U_m$. Значение U_m характеризует напряжение несколько односторонне. Оно удобно для измерения импульсного напряжения (рис. 16, *в*), но о напряжениях другой формы говорит лишь то, что в какой-то момент времени его значение достигает значения U_m.

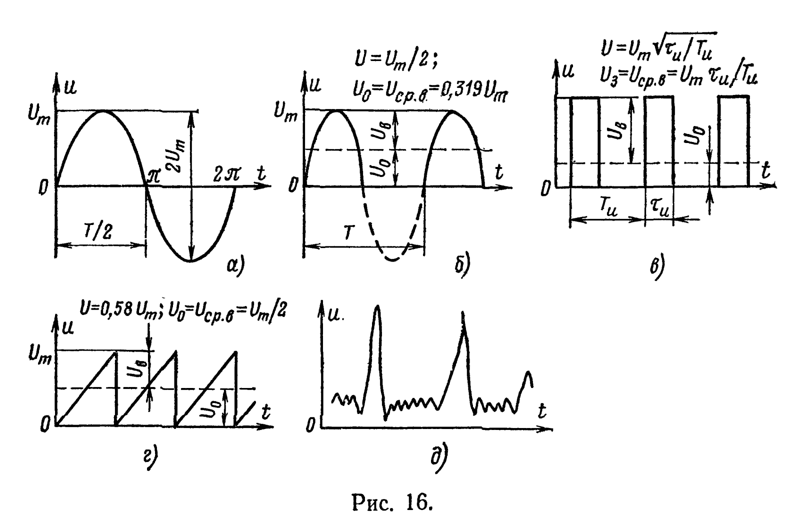


Рис. 16.

Полнее характеризует напряжение среднеквадратичное значение U. Его еще называют эффективным $U_{эфф}$ или действующим $U_{дейст}$ значением переменного напряжения или тока. Оно характеризует переменное напряжение или ток с точки зрения мощности за период, т. е. среднеквадратичное значение переменного напряжения или тока численно равно значению постоянного напряжения или тока, развивающего на некотором активном сопротивлении такую же мощность, как и данное переменное напряжение или ток.

Часто говорят не о мощности, выделенной на активном сопро тивлении, а о количестве тепла, выделяемого на этом сопротивлении что с энергетической точки зрения одно и тоже. Это, конечно, весьма полная характеристика переменного напряжения, поэтому большин ство приборов градуируют именно в среднеквадратичных значениях Очевидно, что среднеквадратичное значение всегда меньше ампли тудного, а вот насколько — это зависит от формы напряжения. Для синусоидальной формы среднеквадратичное значение в $\sqrt{2}$ раз меньше U_m, т. е. $U=0{,}707U_m$ или $U_m=1{,}41U$. Для других форм переменного напряжения это соотношение иное.

Средневыпрямленное значение $U_{ср.в}$ (или просто среднее значение) — значение постоянной составляющей выпрямленного переменного напряжения. Его тоже сравнивают с постоянным напряжением или током, но с точки зрения количества электричества.

Средневыпрямленное значение симметричного синусоидального напряжения за период (рис. 16, *а*) равно нулю, так как количество электричества, перенесенное за первую половину периода «в одну сторону», равно количеству электричества, перенесенного в течение второй половины периода «в обратную сторону». Поэтому применительно к симметричному синусоидальному напряжению говорят о средневыпрямленном значении напряжения за полупериод. Для синусоидального напряжения оно имеет следующие соотношения: $U_{ср.в}=0{,}637U_m$; $U_{ср.в}=0{,}9U$ или $U=1{,}11U_{ср.в}$.

Итак, переменное напряжение характеризуется тремя значениями, и, говоря о них, надо указать, о каком именно идет речь. В самом деле, если при синусоидальной форме напряжения измеренное среднеквадратичное значение $U=10$ В, следовательно, $U_{ср.в}=9$ В а размах напряжения $2U_m=2\cdot1{,}41\cdot10=28{,}2$ В. Если форма измеряемого напряжения несинусоидальная (на практике так обычно и бывает), то возникает ряд сложностей.

Однако прежде чем говорить о них, мы должны хотя бы кратко познакомиться с приборами, применяемыми для измерения переменного напряжения.

Приборы для измерения переменного напряжения

Переменные напряжения звуковых частот (50—20 000 Гц) можно измерять вольтметрами выпрямительной системы. Их еще называют детекторными, так как они представляют собой сочетание микроамперметра с детектором на полупроводниковых диодах. Схемы таких приборов показаны на рис. 17, *а*, *б*. Выпрямители могут быть однополупериодными или двухполупериодными. Диоды двухполупериодных выпрямителей обычно включают по мостовой схеме. Естественно, вольтметры с двухполупериодными выпрямителями почти вдвое чувствительнее вольтметров с однополупериодными выпрямителями, что видно из графиков на рис. 17, *в* и *г*. Из этих же графиков следует, что отклонение стрелки микроамперметра пропорционально средневыпрямленному значению измеряемого переменного напряжения, хотя в подавляющем большинстве случаев шкалу прибора выпрямительной системы градуируют в среднеквадратичных значениях. И в этом нет противоречия, потому что $U=1{,}11\,U_{ср.в}$, и это соотношение сохраняется при любом измеряемом синусоидальном напряжении. А вот при измерении несинусоидального напряжения показания такого вольтметра будут уже не соответствовать средне-

квадратичным значениям, ибо коэффициент соотношения между U и $U_{ср.в}$ будет не 1,11 (как при синусоидальной форме напряжения), а другой. Если коэффициент неизвестен, то остается перевести показания прибора в средневыпрямленные значения измеряемого напряжения, так как именно на него реагирует прибор при любой форме измеряемого напряжения. Для этого показания прибора следует умножить на коэффициент 0,45 (при однополупериодном) или 0,9 (при двухполупериодном выпрямлении).

При измерении вольтметром выпрямительной системы пульсирующих синусоидальных напряжений (см. рис. 16, *б*) надо иметь в виду, что такие приборы будут реагировать не на переменную, а на постоянную составляющую U_0, равную средневыпрямленному значению напряжения: $U_{ср.в}=U_0$. Чтобы измерить переменную составляющую пульсирующего напряжения, вольтметр выпрямительной системы надо подключить к измеряемой цепи через конденсатор, который выделит из пульсирующего напряжения постоянную составляющую U_0. Емкость такого конденсатора должна быть около 1 мкФ.

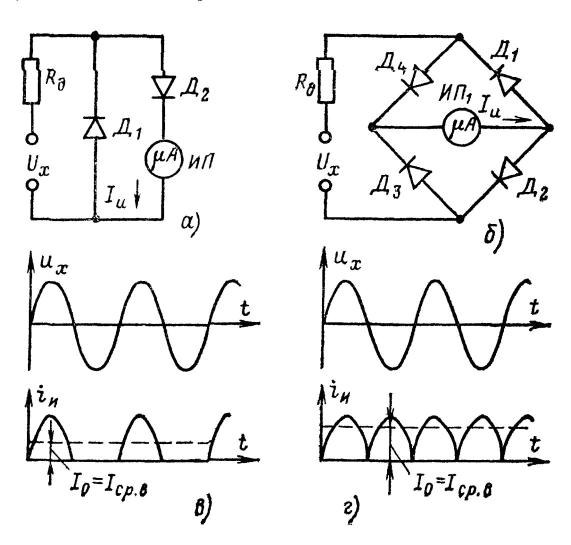


Рис. 17.

Вольтметр выпрямительной системы является составной частью всех авометров. Диапазон измерений выбирают путем переключения добавочных резисторов, гасящих избыточное напряжение. Сопротивление добавочного резистора $R_д$ для вольтметра с однополупериодным выпрямителем можно рассчитать по формуле

$$R_д = \frac{0,45 U_п}{I_и} - (R_и + R_д),$$

где $U_п$ — предел измерения; $R_д$ — сопротивление диода в прямом на-

правлении; $I_и$ и $R_и$ — параметры используемого микроамперметра.

При вольтметре с двухполупериодным выпрямлением измеряемого напряжения сопротивление добавочного резистора для каждого предела вычисляют по другой формуле:

$$R_д = \frac{0,9U_п}{I_и} - (R_и + 2R_д).$$

Начальный участок шкалы вольтметра выпрямительной системы нелинеен. Объясняется это тем, что вольт-амперная характеристика полупроводниковых диодов при напряжении до 0,3—0,5 В нелинейна. Поэтому рекомендуется выбирать такой предел измерения, при котором стрелка микроамперметра находится не ближе $^1/_{10}$ или $^1/_8$ части шкалы. Что же касается входного сопротивления вольтметра выпрямительной системы, то оно, как это видно из приведенных выше формул для определения $R_д$, меньше входного сопротивления вольтметра постоянного тока.

Теперь рассмотрим способы измерения переменного напряжения электронными вольтметрами. По сравнению с вольтметрами выпрямительной системы они обладают бóльшей чувствительностью (можно измерять милли- и микровольты), бóльшим входным сопротивлением и значительно более широким частотным диапазоном — до сотен мегагерц.

Существуют две основные системы электронных вольтметров переменного напряжения. Первая — детектор — усилитель: сначала происходит преобразование (выпрямление) измеряемого переменного напряжения в постоянное, которое затем усиливается и измеряется микроамперметром. Электронные вольтметры такой системы чаще всего бывают универсальными. Широко распространенные электронные вольтметры, например ВК7-3, ВК7-9, ВК7-15 и др., а также любительские конструкции, упомянутые на с. 17, тоже универсальные Они позволяют измерять напряжения частотой до 300—700 МГц, так как их детектор сделан в виде выносного пробника с очень малой входной емкостью (подробнее о детекторах мы поговорим чуть позже). Недостаток таких вольтметров — относительно низкая чувствительность: первый предел измерения обычно не менее 0,5 В, т. е. чувствительность примерно такая же, как у вольтметров постоянного тока.

Милливольтметры переменного напряжения обычно строят по схеме усилитель — детектор. В них измеряемое переменное напряжение сначала усиливается, затем выпрямляется и измеряется микроамперметром. Такие приборы могут обладать очень высокой чувствительностью — до единиц микровольт, но их частотный диапазон редко превышает 20—30 МГц. Последнее объясняется сложностью создания высокостабильного и широкополосного усилителя.

Впрочем, как уже мы говорили, можно построить милливольтметр и по схеме с детектором на входе. Для этого применяют принцип преобразования выпрямленного детектором постоянного напряжения в низкочастотное переменное, которое после усиления вновь детектируют и измеряют. Таким путем удается создавать милливольтметры с верхней границей частотного диапазона до 300—700 МГц и выше. Но низкочастотная граница диапазона обычно начинается от 10—100 кГц — она должна достаточно отстоять от частоты внутреннего преобразования, иначе возникнут большие погреш-

ности в измерениях за счет паразитных наводок. Подобными приборами являются вольтметры В3-12, В3-36, В3-43.

Как видите, один электронный милливольтметр не может обеспечить весь диапазон измерений по частоте, так и по пределу измеряемого напряжения. Приходится пользоваться двумя приборами: низкочастотным милливольтметром с нижним частотным пределом от 40—50 Гц, работающим по схеме усилитель — детектор, и высокочастотным милливольтметром с пределом в сотни мегагерц, собранным по схеме преобразования (см. «Радио», 1971, № 3, с. 40—42; 1974, № 3, с. 56, 57; 1975, № 1, с. 52—54; 1978, № 12, с. 42—44).

Теперь о градуировке электронных вольтметров переменного напряжения. Большинство из них градуируют в среднеквадратичных значениях, а реагируют они в зависимости от детектора на средневыпрямленное либо на пиковое значение измеряемого напряжения. Обычно вольтметры, работающие по схеме усилитель — детектор, имеют на выходе детектор, реагирующий на средневыпрямленное значение измеряемого напряжения. Поэтому при измерении несинусоидальных напряжений и появляются те затруднения, о которых мы говорили выше. Предположим, что нам нужно измерить таким миллиамперметром импульсное напряжение (см. рис. 16, *в*). В этом случае возникают два затруднения. Во-первых, нас интересует амплитудное значение импульсов, в то время как шкала прибора градуирована в среднеквадратичных значениях синусоидального значения, а во-вторых, прибор реагирует на средневыпрямленное значение, а не на амплитудное.

Вспомним, что средневыпрямленное значение — это постоянная составляющая переменного напряжения. А так как измеряемое импульсное напряжение несимметрично относительно нуля, то оно обязательно имеет постоянную составляющую U_0, которая и будет измерена. Причем влияние формы напряжения не скажется, поскольку прибор реагирует именно на средневыпрямленное значение измеряемого напряжения. Другое дело, что шкала прибора градуирована в среднеквадратичных значениях синусоидального напряжения. Поэтому показания прибора в среднеквадратичных значениях в нашем случае не будут верны. Но они нас сейчас и не интересуют. Поэтому переведем показания A прибора в средневыпрямленное значение $U_{ср.в}=U_0=A/1,11=0,9$ A.

Итак, со второй трудностью мы справились. Теперь нам нужно по измеренному значению $U_{ср.в}$ определить значение U_m импульсного напряжения. Для этого выразим постоянную составляющую напряжения через амплитудное значение измеряемого напряжения. Математически это иетрудно сделать для любой формы напряжения, но если форма измеряемого напряжения представляет собой повторяющиеся простые геометрические фигуры, то определить значение U_0 можно по простой формуле

$$U_0 = S/T,$$

где S — площадь фигуры на графике в координатах $U(t)$ за один период в одной полярности; T — период колебания.

Для однополярного импульсного напряжения $S=U_m\tau_и$. Поэтому $U_0=U_m\tau_и/T_и$ или $U_m=U_0T_и/\tau_и$. Заменив U_0 измеренным значением $U_{ср.в}=0,9$ A, получим амплитуду импульсов: $U_m=0,9\ AT_и/\tau_и$.

Если требуется измерить амплитуду пульсации на выходе однополупериодного выпрямителя (см. рис. 16, *б*), то рассуждаем аналогичным образом. Так как форма напряжения несимметрична относи-

тельно нуля, то напряжение содержит постоянную составляющую U_0, которую вольтметр, реагирующий на средневыпрямленное значение, измерит без искажений.

Площадь в координатах $U(t)$, занимаемая графиком синусоидального напряжения в течение $T/2$, составляет $S=2U_m$. Поэтому $U_0=U_{ср.в}=S/T=2U_m/T$. Для синусоидального напряжения период $T=2\pi$. Тогда $U_0=U_{ср.в}=2U_m/T=2U_m/2\pi=U_m/\pi$.

Показания прибора равны A. Так как при градуировке прибора использовали коэффициент 1,11, то $A=1{,}11\,U_{ср.в}$. Подставив в это выражение значение $U_{ср.в}=U_m/\pi$ и решив его относительно U_m, получим амплитудное значение измеряемого пульсирующего напряжения $U_m=\pi A/1{,}11=2{,}83\,A$.

При измерении напряжения пульсации на выходе двухполупериодного выпрямителя график пульсации будет иметь площадь $S=$ $=4U_m$. Тогда $U_{ср.в}=2U_m\pi$ и, следовательно, амплитудное значение пульсации в 2 раза меньше: $U_m=\pi A/2\cdot 1{,}11=1{,}41$ A.

В современных вольтметрах часто используют специальный квадратичный детектор. В этом случае он реагирует на среднеквадратичное значение измеряемого напряжения. Показания вольтметра с таким детектором будут соответствовать его градуировке при измерении напряжения любой формы, даже самой произвольной, например шумов. Это очень удобно, но квадратичный детектор не просто сделать. Правда, квадратичное детектирование можно получить при работе полупроводникового диода на нижнем криволинейном участке его вольт-амперной характеристики, однако этот участок очень мал, и поэтому измерения с таким детектором возможны всего в пределах долей вольта. Чтобы расширить пределы измерения, применяют последовательное включение диодов, при котором криволинейные начальные участки их характеристик как бы продолжают друг друга. Именно такой квадратичный детектор на диодных цепочках применен в электронном вольтметре В3-6. В поздних конструкциях вольтметров, например В3-40, В3-42, В3-45, В3-46, применяют более совершенный, но и еще более сложный квадратичный детектор на основе двух термопреобразователей.

Вольтметры, работающие по схеме детектор — усилитель, обычно имеют на входе пиковый (амплитудный) детектор. Поэтому они реагируют на амплитудное значение измеряемого напряжения, хотя шкалы приборов градуируют в среднеквадратичных значениях и, следовательно, их показания зависят от формы измеряемого напряжения. Впрочем, есть класс вольтметров (класс В4), шкалы которых градуируют именно в амплитудных значениях, так как эти приборы предназначены для измерения амплитуды импульсного напряжения. Но строить специальный вольтметр для измерения импульсного напряжения радиолюбителю нет необходимости, потому что, во-первых, измерить амплитуду импульсов можно и обычным электронным вольтметром с пиковым детектором, переведя его показания в амплитудные (подробнее мы об этом еще поговорим), а во-вторых, потому что для правильной трактовки показаний даже импульсного вольтметра надо все же иметь представление о форме импульсов, их длительности и частоте следования, а для этого их надо исследовать при помощи осциллографа. При этом одновременно можно измерить и амплитуду импульса (см. с. 39). Схемы пиковых детекторов показаны на рис. 18. Если на вход детектора по схеме рис. 18, *а* подать измеряемое напряжение, то во время положительных полупериодов (рис. 18, *в*) диод *Д* будет открыт и конденсатор *C*

через несколько периодов зарядится почти до амплитудного (пикового) значения измеряемого напряжения U_m. Заряд конденсатора происходит по цепи: диод *Д* с внутренним сопротивлением $R_д$, конденсатор *С*, источник измеряемого напряжения с внутренним сопротивлением $r_и$. Длительность заряда конденсатора определяется постоянной времени этой цепи $\tau_з = C(R_д + r_и)$. В момент, когда измеряемое напряжение становится меньше напряжения u_C на конденсаторе *С*, диод *Д* закрывается (моменты t_1, t_3 и т. п.), и тогда начинается разряд конденсатора *С* через сопротивление нагрузки *R* детекто-

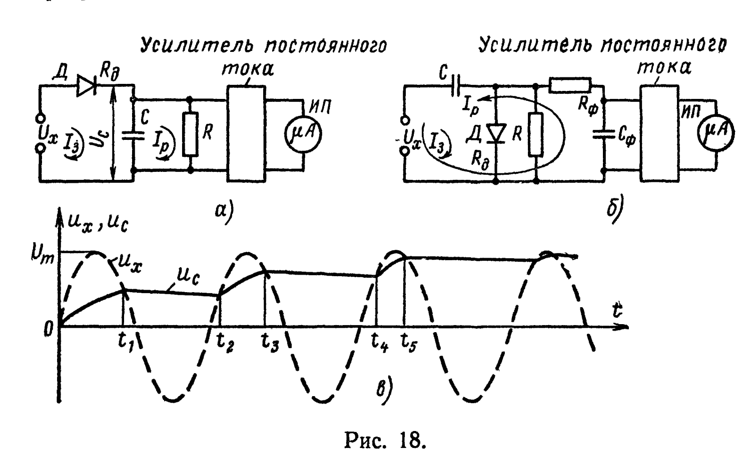


Рис. 18.

ра. Очевидно, что длительность разряда определяется постоянной времени $\tau_р = CR$.

Вот эти две постоянные времени $\tau_з$ и $\tau_р$ детектора определяют применимость его для измерения различного гармонического и импульсного напряжения. Чем меньше частоты измеряемого напряжения, тем больше период и тем значительнее успевает разрядиться конденсатор *С* в промежуток времени t_1—t_2. Следовательно, напряжение на конденсаторе *С* становится меньше U_m измеряемого напряжения, и показания вольтметра снижаются. Чтобы описанная низкочастотная погрешность была незначительной, необходимо соблюсти условие $\tau_р \gg T$. Поэтому при измерении напряжений низких частот стараются выбрать значения *R* и *С* как можно больше.

С другой стороны, при измерении напряжений высоких частот уменьшается промежуток времени t_2—t_3, в течение которого конденсатор *С* не успевает зарядиться до значения U_m. А так как время заряда конденсатора зависит от его емкости, то требования измерения напряжений низкой и высокой частоты вступают в противоречие. Поэтому некоторые электронные вольтметры имеют два пиковых детектора: высокочастотный с емкостью конденсатора $C = 30 \div 100$ пФ и низкочастотный с конденсатором большой емкости. Впрочем, это неудобно, и большинство приборов имеет один пиковый детектор с нагрузкой *R* большого сопротивления. Собственно, сопротивление *R* — это входное сопротивление электронного

вольтметра постоянного тока (его усилителя постоянного тока), и один детектор обеспечивает частотный диапазон измеряемого напряжения от 40—50 Гц до сотен мегагерц. Но при измерении еще более низкочастотного напряжения приходится увеличивать емкость конденсатора C детектора. Входное сопротивление вольтметра с пиковым детектором равно примерно $0{,}5\,R$.

Описанным пиковым детектором можно измерять и импульсное напряжение. Работа детектора в этом случае (рис. 19) ничем не отличается от его работы при измерении синусоидального на-

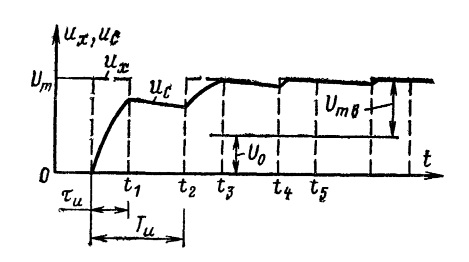


Рис. 19.

пряжения. Однако надо помнить, что вольтметр, реагируя на амплитудное значение измеряемого напряжения, градуирован в среднеквадратичных значениях синусоидального напряжения. Следовательно, при измерении импульсного напряжения градуировка будет неверна. Надо перевести показания вольтметра в амплитудные значения, т. е. сделать обратное тому, что было сделано при градуировке, когда измерялось амплитудное значение U_m, а на шкале отмечалось среднеквадратичное значение $A = U_m/\sqrt{2}$. Поэтому в нашем случае амплитуда импульсов $U_m = A\sqrt{2} = 1{,}41A$.

Градуировка импульсных вольтметров сделана в амплитудных значениях. Поэтому совершенно необходимо выяснить характер градуировки шкалы используемого прибора.

Параметры детектора ограничивают диапазон измеряемых импульсов по длительности $\tau_и$ и периоду $T_и$ импульсов. При очень коротких импульсах напряжение на конденсаторе C не успевает возрасти до U_m, а при большом периоде следования импульсов $T_и$ конденсатор C успевает заметно разряжаться, из-за чего показания вольтметра тоже будут уменьшаться. Наконец, при большой скважности импульсов $Q = T_и/\tau_и$, т. е. при большом отношении длительности периода к длительности импульса (импульсное напряжение действует в течение очень короткого промежутка времени t_2—t_3 по сравнению с длительностью «отсутствия» напряжения t_3—t_4) показания вольтметра тоже будут занижены Поэтому, приступая к измерениям, надо выяснить по характеристикам прибора допустимые параметры измеряемого импульсного напряжения.

Рассмотренный нами детектор имеет открытый вход, т. е. он не защищен от прохождения по его цепям постоянной составляющей измеряемого тока. Это очень неудобно, так как вольтметром с подобным входом детектора нельзя измерить, например, перемен-

ное напряжение в коллекторной цепи транзистора, а тем более в анодной цепи лампы — диод детектора окажется под коллекторным или анодным напряжением и будет открыт или закрыт (в зависимости от полярности постоянного напряжения), и никакого измерения не получится. Поэтому детектор с открытым входом присоединять к цепям, в которых имеется постоянный ток, можно только через конденсатор достаточно большой емкости (0,01—0,1 мкФ).

Для измерения в таких цепях удобнее использовать пиковый детектор с закрытым входом (см. рис. 18, *б*), работа которого аналогична работе детектора с открытым входом, да и параметры $\tau_з$ и $\tau_р$ конденсатора C те же. Но напряжение на резисторе R пульсирующее, поскольку изменяется от нуля (когда диод открыт и шунтирует резистор R) до значения $2U_m$ (диод закрыт). Поэтому между детектором и усилителем постоянного тока включают Г-образный сглаживающий фильтр, состоящий из резистора $R_ф$ и конденсатора $C_ф$. Входное сопротивление вольтметра с закрытым входом несколько меньше входного сопротивления вольтметра с открытым входом и составляет около $0{,}3R$.

При измерении пульсирующего напряжения, т. е. имеющего постоянную составляющую, пиковый детектор с закрытым входом не реагирует на нее и отклонение стрелки вольтметра пропорционально превышению измеряемого напряжения над постоянной составляющей. Это надо учитывать, иначе будет совершенно неправильное представление об истинном значении измеряемого напряжения. Предположите, что вы измеряете импульсное напряжение, форма которого показана на рис. 19. Напряжение такой формы имеет постоянную составляющую U_0. Как уже было сказано на с. 27, для прямоугольных однополярных импульсов $S=U_m\tau_и$. Следовательно, $U_0=U_m\tau_и/T_и$.

Вольтметр, имеющий пиковый детектор с закрытым входом, не будет реагировать на постоянную составляющую U_0, а измерит лишь часть импульса, «возвышающуюся» над постоянной составляющей. Обозначим эту часть импульса $U_{mв}$. Если вольтметр градуирован в среднеквадратичных значениях, то $U_{mв}=A\sqrt{2}$, где A — показания вольтметра.

Тогда с учетом постоянной составляющей U_0 амплитуда измеряемых импульсов $U_m=U_{mв}+U_0=A\sqrt{2}+U_m\tau_и/T_и$.

Произведя необходимые преобразования и приняв $\tau_и/T_и=1/Q$ ($T_и/\tau_и=Q$ — скважность импульса), получим:

$$U_m=\frac{AQ\sqrt{2}}{Q-1}.$$

При измерении пилообразных напряжений (см. рис. 16, *г*) ход рассуждений будет тот же, но постоянная составляющая U_0 напряжения такой формы будет: $U_0=S/T=\frac{1}{2}U_m T/T=U_m/2$.

Проделав необходимые преобразования, получим:

$$U_m=U_{mв}+U_0=A\sqrt{2}+U_m/2=2A\sqrt{2}.$$

Если измеряют пульсирующее синусоидальное напряжение (см. рис. 16, *б*), постоянная составляющая которого $U_0=U_m/\pi$, то

$$U_m=U_0+U_{mв}=\frac{U_m}{\pi}+A\sqrt{2}.$$

Произведя преобразования, получим: $U_m \approx 2{,}07\ A$.

На практике часто требуется измерить пульсирующее напряжение с большой постоянной составляющей (рис. 20), например, на коллекторе транзистора. Если такое напряжение измерить вольтметром с открытым входом, то его показания будут пропорциональны сумме постоянной составляющей U_0 (несколько вольт) и амплитуды положительного полупериода переменной $U_{m\text{в}}$, исчисляемой милливольтами. Переменную составляющую $U_{m\text{в}}$ надо измерять вольтметром с закрытым входом или выбирать такую точку включения вольтметра, в которой нет постоянной составляющей (после разделительного конденсатора).

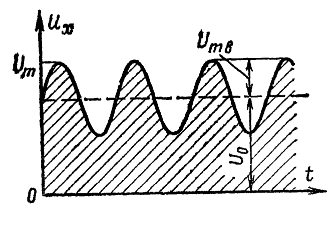


Рис. 20.

Итак, при любом отличии формы измеряемого напряжения от синусоидальной пользоваться градуировкой вольтметра в среднеквадратичных значениях невозможно. Приходится переводить показания прибора в то значение, на которое он реагирует: в амплитудное либо в средневыпрямленное значение, которое иногда соответствует значению постоянной составляющей. Правда, порой именно U_m или $U_{\text{ср в}}$ как раз и характеризуют измеряемое напряжение, но все же часто желательно выразить измеряемое напряжение в среднеквадратичных значениях. Если известна форма измеряемого напряжения (о том, как определить форму напряжения, будет рассказано в следующей главе), то по U_m или $U_{\text{ср.в}}$ можно определить и среднеквадратичное напряжение. Соотношения между этими значениями для некоторых несинусоидальных напряжений указаны на рис. 16.

Особенности измерения высокочастотных сигналов

Измерение переменных напряжений на высоких частотах осложняется тем обстоятельством, что начинает сказываться влияние входной емкости вольтметра и индуктивности проводов, соединяющих прибор с исследуемой цепью. И если при измерении сигналов частотой до 1 МГц можно считать, что погрешность измерения определяется точностью градуировки шкалы вольтметра (обычно в пределах 2—4%), то на более высоких частотах появляются специфические частотные погрешности, которые по мере приближения к предельным для данного вольтметра частотам весьма возрастают, обычно достигая 10—15% и даже более.

Любой высокочастотный электронный вольтметр имеет так называемый пробник — небольшой цилиндр со штырьком, соединяемый кабелем с вольтметром. Назначение пробника — исключить дополнительные соединительные провода, являющиеся причиной огромных погрешностей при измерении напряжений высоких частот. Пробник — это либо пиковый детектор вольтметра, либо первый каскад (обычно катодный или эмиттерный повторитель) высокочастотного усилителя вольтметра, работающего по схеме усилитель — детектор.

Выводной штырек пробника подключают непосредственно к той точке цепи радиоаппарата, напряжение в которой надо измерить,

часто прямо к исследуемой точке припаивают небольшой пистончик и в него вставляют штырек пробника, или, если этого сделать не удается, можно воспользоваться очень коротким соединительным проводником (длиной не более 30 мм).

Соединительные проводники вносят погрешности по двум причинам. Во-первых, они обладают индуктивностью и емкостью и тем самым образуют колебательный контур. Естественно, если частота измеряемого напряжения приближается к резонансной частоте контура, то погрешность показаний вольтметра сильно возрастает. Чем короче соединительный провод, тем меньше его распределенная индуктивность и емкость, тем выше резонансная частота паразитного колебательного контура и тем на более высоких частотах начинают сказываться резонансные явления. Следовательно, тем шире частотный диапазон вольтметра.

Вторая причина, заставляющая уменьшать длину соединительных проводников, — паразитные наводки. Они особенно сказываются при измерении малых напряжений. Дело в том, что рядом с исследуемой цепью в радиоаппарате находятся цепи, в которых протекают токи высокой частоты. И если соединительные проводники вольтметра достаточной длины, то в них за счет паразитной емкостной и индуктивной связи с другими цепями наведутся значительные переменные напряжения, совершенно искажающие результаты измерений.

Для борьбы с паразитными наводками надо прежде всего правильно подключить вольтметр: штырек пробника следует подключить непосредственно к измеряемой точке, а корпус пробника соединить коротким проводником с общим проводом. При этом контакты должны быть очень надежными. Контакт, обладающий заметным переходным сопротивлением, также является источником погрешности, поскольку на нем происходит падение измеряемого напряжения, кроме того, падение напряжения паразитного сигнала. Плохой контакт становится источником паразитного напряжения, измеряемого вольтметром.

При измерении малых напряжений (милливольты или даже микровольты) следует по возможности вообще исключить источники паразитных наводок — обесточить блоки или каскады устройства, не влияющие на работу исследуемой цепи, но вырабатывающие или усиливающие высокочастотные напряжения. Сетевые провода следует отнести на возможно большее расстояние или экранировать их — они тоже являются источником весьма значительных наводок. При питании прибора от сети необходимо заземлить корпус вольтметра. Желательно заземлить и корпус исследуемого радиоаппарата.

Но как бы ни были коротки соединительные проводники, они все же есть, в том числе и внутри самого пробника. Поэтому резонансные явления во входной цепи вольтметра будут создавать погрешности, которые увеличатся по мере повышения частоты измеряемого напряжения. При этом показания вольтметра обычно уменьшаются. Но может быть и другой характер изменения показаний: на одних частотах они сначала растут, а затем — на более высоких — уменьшаются. В описании и технической характеристике прибора приводят графики, показывающие рост частотной погрешности (часто отдельно по шкалам диапазона измерений напряжения).

Однако не только резонансные явления во входной цепи приводят к росту погрешностей на высоких частотах. С увеличением

частоты резко уменьшается входное сопротивление вольтметра: если на сравнительно низких частотах (до 1 МГц) оно составляет обычно несколько мегаом, то на частотах 50—100 МГц оно измеряется всего несколькими десятками килоом, а то и меньше. Отсюда резкое возрастание влияния вольтметра на исследуемую цепь.

Зависимость входного сопротивления электронного вольтметра от частоты объясняется тем, что при токах высокой частоты оно имеет емкостный характер. Дело в том, что все детали входной цепи имеют небольшие паразитные емкости. Следовательно, параллельно входу пробника как бы присоединен конденсатор. Емкость этого паразитного конденсатора невелика: у современных вольтметров — не более 10 пФ. Но она шунтирует вход пробника. Чем выше частота тока, тем меньше емкостное сопротивление, тем значительнее шунтирующий эффект паразитного конденсатора. Вот и получается, что если на низких частотах входное сопротивление вольтметра определяется высокоомными сопротивлениями его входной цепи (например, резистора R в приборе по схеме на рис. 18, *а* и *б*), то на высоких частотах входное сопротивление будет определяться уже его емкостной составляющей, эквивалентной всего нескольким десяткам килоом. К тому же подключение емкости к исследуемой высокочастотной цепи может вызвать и другие неприятные явления, например расстройку колебательного контура. При этом соответственно изменится рабочий режим каскада, и измеренное напряжение не отразит истинное его значение.

Все это надо учесть и постараться найти такую точку цепи, подключение к которой не скажется (или скажется незначительно) на рабочем режиме и параметрах исследуемого каскада. Конечно, найти такую точку не всегда удается, тогда как компромисс можно рекомендовать подключение вольтметра через конденсатор емкостью 2—3 пФ. В этом случае влияние вольтметра на исследуемую цепь значительно уменьшится, но одновременно и показания прибора будут много меньше действительных, так как дополнительный конденсатор образует с входной емкостью вольтметра емкостный делитель измеряемого напряжения. Действительное напряжение будет $U \approx A(1+C_{вх}/C)$, где A — показания вольтметра; $C_{вх}$ — входная емкость вольтметра; C — емкость конденсатора, через который вольтметр подключен к исследуемой цепи.

Определение формы переменного напряжения

Форму переменного напряжения можно определить разными способами, но чаще это делают при помощи осциллографа. Надо сказать, что осциллограф — самый универсальный измерительный прибор. С его помощью можно определить не только форму измеряемого напряжения, но и измерить напряжение в любой момент времени, узнать период и частоту напряжения, длительность импульса и многое другое. На основе осциллографического исследования построено множество приборов для измерения частотных, фазовых, амплитудных, вольт-амперных и других характеристик усилительных, частотно-избирательных, телевизионных и прочих радиоэлектронных устройств. Основное достоинство осциллографического метода измерения и исследования — визуальность, т. е. возможность видеть на экране исследуемый сигнал, его форму и протекание, что чрезвычайно упрощает процесс исследования или настройки радиоаппарата.

Какими параметрами должен обладать осциллограф, чтобы быть пригодным для тех или иных измерений или исследований?

Полоса пропускания усилителя вертикального отклонения луча — основной параметр осциллографа. Ведь для того, чтобы увидеть на экране действительную форму исследуемого напряжения, надо равномерно и неискаженно усилить все частотные составляющие, из которых складывается данная форма напряжения.

Любое несинусоидальное напряжение, какой бы сложной формы оно ни было, можно представить в виде постоянной составляющей и суммы гармонических (т. е. синусоидальных) составляющих различных амплитуд, частот и фазовых сдвигов. Чем больше число составляющих, тем ближе по форме результирующая кривая приближается к форме данного колебания. На рис. 21 показано, как приближается результирующая кривая к форме прямоугольного импульса при появлении в спектре составляющих 1, 3 и 5-й гармоник. Вот почему усилитель вертикального отклонения луча осциллографа должен иметь достаточную полосу пропускания. И если полоса будет недостаточной, то усилитель пропустит малое число составляющих и форма результирующей кривой на экране электронно-лучевой трубки осциллографа не будет соответствовать форме исследуемого напряжения.

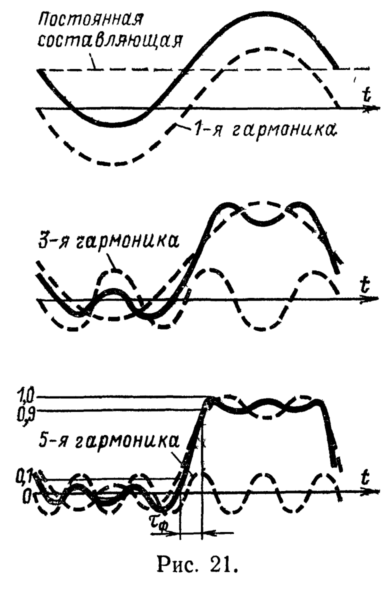


Рис. 21.

В принципе, чтобы результирующая кривая приобрела строго форму исследуемого напряжения, необходимо составить ее из бесконечно большого числа составляющих, но на практике большие номера гармоник (т. е. номера частот, кратных основной частоте f_1) мало влияют на форму кривой. Поэтому принято считать, что усилитель вертикального отклонения для воспроизведения на экране осциллографа прямоугольного импульса (а это наиболее «тяжелый» случай, так как при воспроизведении прямоугольного перепада особенно заметен недостаток высокочастотных составляющих) должен обладать верхней границей полосы пропускания $F_в \geqslant 0{,}4/\tau_ф$, где $\tau_ф$ — длительность (в секундах) фронта прямоугольного импульса. Например, если $\tau_ф = 0{,}1$ мкс, то $F_в \geqslant \frac{0{,}4}{0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 4$ МГц.

Усилитель осциллографа должен не только пропустить колебания всех частот, но и усилить их равномерно и не изменить фазовых сдвигов. Таким образом, частотная, амплитудная и фазовая характеристики усилителя вертикального отклонения луча должны быть линейны. (Дальше мы подробно познакомимся с этими характеристиками).

Но не только частота $F_в$ усилителя определяет его пригодность для исследования напряжения, например, прямоугольной формы. На рис. 21 показано, что, кроме гармонических составляющих, в формировании результирующей кривой участвует и постоянная составляющая. Если она не будет воспроизведена усилителем, то исказится форма плоской вершины импульса. Значит, необходим усилитель постоянного тока. В широкополосных осциллографах его редко применяют — уж очень много хлопот с дрейфом нуля, и, кроме того, сделать усилитель широкополосным сложно. Обычно в универсальных осциллографах применяют усилители переменного тока, заведомо идя на небольшое искажение плоской вершины импульса (так называемый «спад» вершины). Если принять допустимыми искажения плоской части импульса в 1%, то усилитель должен обладать низкочастотной границей $F_н = 0{,}01/6{,}28\,\tau_и$, где $\tau_и$ — длительность импульса (в секундах).

Проделав вычисления, можно убедиться, что усилитель вертикального отклонения луча должен пропускать без заметных искажений весьма низкочастотные колебания (единицы герц), чтобы с его помощью можно было исследовать широкие импульсы или напряжения, в которых есть низкочастотные составляющие. Поэтому многие осциллографы специализированы только для низкочастотных исследований или, наоборот, высокочастотных и имеют соответствующие усилители. Универсальные осциллографы часто имеют сменные усилители.

Какой же полосой пропускания должен обладать любительский осциллограф? Это прежде всего зависит от рода радиолюбительской деятельности. Если радиолюбитель увлекается усилителями низкой частоты (НЧ), звукозаписью, его устроит низкочастотный осциллограф с полосой пропускания до 500 кГц. Кстати, и низкочастотная граница такого осциллографа может быть не очень низкой — в пределах 20—30 Гц. Если же радиолюбитель занимается телевидением, автоматикой, цифровой или импульсной техникой, то нужен осциллограф с широкополосным усилителем вертикального отклонения: с верхней границей полосы пропускания до 5—10 МГц, а нижней — 10 Гц или меньше. Можно, конечно, обойтись широкополосным осциллографом и при работе с низкочастотными устройствами, но лучше иметь отдельные осциллографы, причем низкочастотный желателен с электронно-лучевой трубкой длительного послесвечения. Тогда действительно можно наблюдать медленные процессы (длительностью в несколько герц), которые на трубке с коротким послесвечением практически не видны — ведь слитное зрительное впечатление создается только при повторении «кадров» с частотой 25—30 Гц. Но все же широкополосный осциллограф предпочтителен: можно измерить колебания звуковых частот, выяснить форму генерируемых колебаний гетеродина, проверить прохождение импульсов синхронизации в каскадах телевизора, просмотреть форму импульсного напряжения в блоках развертки, наладить импульсные, автоматические устройства и многое другое.

Но не только полосой пропускания усилителя вертикального отклонения луча определяют возможности осциллографа. Второй важнейший его параметр — диапазон частот генератора развертки. Для того, чтобы разглядеть форму исследуемого напряжения, а тем более произвести качественные измерения, на экране трубки осциллографа надо развернуть два-три (в крайнем случае пять — десять) периода напряжения, иначе исследуемое напряжение будет выгля-

деть остроконечными пиками. Следовательно, если необходимо исследовать напряжение с частотой 10 МГц, то генератор должен обеспечивать частоту развертки не менее 2 МГц. Развертка должна быть строго линейной, т. е. необходима строго пилообразная форма ее напряжения (рис. 22, *а*). Только в этом случае луч будет перемещаться по экрану с равномерной скоростью. Если этого не произойдет, то осциллограмма исследуемого напряжения окажется искаженной, например сжатой в конце и растянутой в начале (рис. 22, *б*). Для получения пилообразного напряжения правильной формы на высоких частотах приходится существенно усложнять генератор развертки.

Для исследования импульсных напряжений большой скважности, т. е. импульсов, у которых длительность много меньше перио-

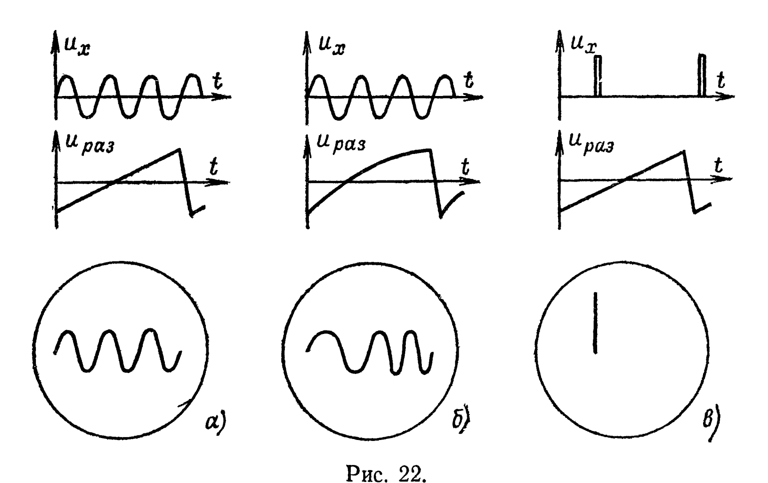


Рис. 22.

да следования, обычный осциллограф с непрерывной разверткой вообще непригоден. На экране такого осциллографа импульсы при большой скважности выглядят короткими и неяркими выбросами и невозможно рассмотреть их форму, а тем более измерить параметры. Происходит так потому, что значительная часть периода развертки приходится на паузу между импульсами (рис. 22, *в*). Чтобы растянуть изображение импульса на весь экран, надо значительно увеличить скорость движения луча, что можно сделать только путем увеличения частоты развертки. Однако тогда до появления следующего импульса пройдет несколько периодов пилообразного напряжения развертки, в результате обязательно нарушится синхронизация генератора развертки, изображение следующего импульса уже не попадет в то же место экрана, что и изображение первого, и на экране вообще ничего нельзя будет рассмотреть, кроме хаотически перемещающихся линий.

Для исследования таких импульсов генератор развертки должен иметь специальный ждущий режим работы, в котором он в исходном положении ждет появления исследуемого импульса. В момент его появления генератор запускается, генерирует только один

период пилообразного напряжения и снова останавливается, ожидая прихода следующего исследуемого импульса. При таком режиме работы генератора длительность одной строки развертки (скорость движения луча по экрану) можно сделать чуть больше длительности исследуемого импульса, и тогда импульс растянется на весь экран осциллографа, а синхронизация нарушаться не будет, так как каждый период развертки запускается самим исследуемым импульсом.

Правда, поскольку генератор развертки начинает работать лишь в момент появления на входе осциллографа исследуемого импульса, импульс генератора немного запаздывает, и часть фронта исследуемого импульса не видна на экране. Чтобы устранить этот недостаток, в импульсных осциллографах применяют задержку исследуемого импульса в усилителе вертикального отклонения луча. Тогда исследуемый импульс сначала запускает генератор развертки и лишь через несколько микросекунд поступает на пластины вертикального отклонения луча трубки. В этом случае его передний фронт воспроизводится на экране.

Итак, универсальный осциллограф всегда имеет два режима работы генератора развертки: периодический, при котором исследуют периодические колебания, занимающие всю длительность периода, и ждущий, при котором рассматривают периодические колебания, занимающие малую долю периода исследуемого колебания (периодические импульсные сигналы). Исследование непериодических сигналов возможно только специальными осциллографами с электронно-лучевой трубкой очень длительного послесвечения. Радиолюбителям практически не приходится с этим сталкиваться.

Генераторы периодической развертки калибруют в частоте развертки в герцах или килогерцах. Генераторы ждущей развертки калибруют в длительности строки развертки в миллисекундах и микросекундах. Так как оба режима обычно совмещаются в одном генераторе, то часто переключатель диапазонов развертки калибруют в длительности строки развертки. В этом случае при работе генератора в периодическом режиме надо иметь в виду, что длительность строки в 1 мс соответствует частоте 1 кГц, а длительность в 1 мкс — 1 МГц, т. е. $f=1/T$, где T — длительность периода развертки в секундах. Существует и другая калибровка, при которой указывается число миллисекунд или микросекунд на 1 мм или 1 см длины линии развертки.

Осциллограф позволяет не только увидеть форму исследуемого напряжения, но и измерить любую точку этого напряжения (рис. 23, *а*), что является несомненным его преимуществом перед вольтметром. Например, амплитудный вольтметр измерил бы только наибольшее пиковое напряжение U_1, оставив без внимания значения U_2 и U_3, а вольтметр средневыпрямленного значения вообще определил бы лишь постоянную составляющую $U_0=U_{ср}$. Осциллограф же позволяет измерить любое значение напряжения в какой угодно момент времени.

Однако прежде чем производить такие измерения, надо откалибровать осциллограф, т. е. определить, какому значению напряжения на входе усилителя вертикального отклонения соответствует отклонение луча на экране, например, на 1 мм. Тогда, измерив в миллиметрах расстояние по вертикали между двумя точками кривой, можно определить напряжение между этими точками. К сожалению, точность такого измерения обычно не лучше 5—10%.

Для удобства измерений перед экраном осциллографа устанавливают масштабную сетку. Правда, такие сетки (или шкалы) не унифицированы, а каждая модель осциллографа имеет свою сетку, но назначение их едино: дать возможность измерить исследуемую кривую в каких-то относительных единицах. А чтобы определить значение какой-то точки кривой в вольтах или милливольтах, надо знать цену деления шкалы сетки или цену одной клеточки сетки.

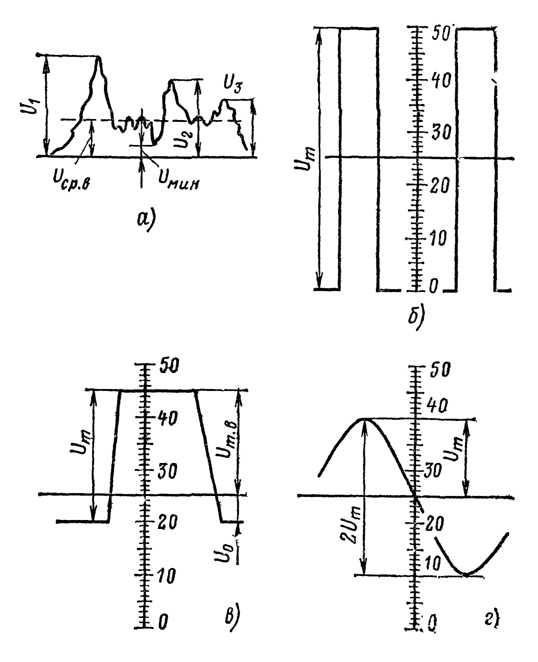


Рис. 23.

Современные осциллографы имеют собственные калибраторы амплитуды отклонения луча. С их помощью можно откалибровать усилитель вертикального отклонения луча осциллографа на заданную чувствительность. Для этого строго определенное напряжение калибратора, имеющее вид прямоугольных импульсов частотой 50 Гц, подают на вход усилителя вертикального отклонения. Ручкой регулятора «*Усиление Y плавно*» добиваются, чтобы размах импульсов напряжения калибраторов занимал определенное число делений шкалы сетки перед экраном трубки. Тогда, зная размах импульсов калибратора в вольтах, нетрудно определить цену деления шкалы. Например, если размах импульсов калибратора составляет 10 В и усилитель вертикального отклонения луча отрегулирован так, что размах этих импульсов занимает 50 делений шкалы (рис. 23, *б*), то цена одного деления равна 10/50=0,2 В. Теперь,

не трогая ручки плавной регулировки усиления канала вертикального отклонения, на вход осциллографа подают исследуемое напряжение и определяют, сколько делений шкалы занимает высота исследуемого импульса. Предположим, что размах импульса 25 делений (рис. 23, *в*). Следовательно, амплитуда исследуемого импульса $U_m=25\cdot0{,}2=5$ В. Отсчитывать нужно число делений шкалы, приходящихся на всю амплитуду импульса U_m, а не только на ту часть амплитуды $U_{mв}$, которая возвышается над средней линией сетки.

Хотя осциллограф, как и электронный вольтметр с пиковым детектором, обычно имеет закрытый вход, он в отличие от вольтметра воспроизводит на экране всю амплитуду импульса, смещая нулевую линию осциллограммы на U_0. Если в отсутствие напряжения на входе осциллографа совместить нулевую линию развертки со средней риской шкалы, то при измерении амплитуды импульса описанным способом можно одновременно измерить и постоянную составляющую импульсного напряжения, не занимаясь расчетами, как это было необходимо при измерении вольтметром. Для нашего примера $U_0=10\cdot0{,}2=2$ В.

При измерении синусоидального напряжения амплитудное его значение будет равно 0,5 от размаха. Если размах $2U_m$ осциллограммы составляет 30 делений шкалы (рис 23, *г*), то амплитуда синусоидального напряжения $U_m=30\cdot0{,}2/2=3$ В, а его среднеквадратичное значение $U=0{,}707$, $U_m=2{,}121$ В. Так как синусоидальное напряжение не имеет постоянной составляющей, то нулевая линия осциллограммы должна остаться на средней риске шкалы, а пиковые значения положительного и отрицательного полупериода будут строго симметричны относительно средней риски. При пульсирующем напряжении пиковые значения займут несимметричные положения, что будет свидетельствовать о наличии постоянной составляющей в исследуемом напряжении. Но и в этом случае надо определить по шкале размах $2U_m$, а затем уже амплитудное и среднеквадратичное значение.

Цена деления шкалы зависит от положения входного делителя усилителя вертикального отклонения луча. Если при подаче исследуемого напряжения на вход осциллографа пришлось перевести входной делитель в положение 1 : 10, то тем самым чувствительность усилителя уменьшили в 10 раз. Следовательно, цену деления шкалы надо увеличить в 10 раз, и для нашего примера она станет равна $0{,}2\cdot10=2$ В на деление.

У некоторых осциллографов шкала входного делителя калибрована непосредственно в значениях чувствительности. Например, входной делитель осциллографа С1-4 калиброван в милливольтах на 1 мм (3, 9 мВ/мм и т. д.). Такой чувствительностью канал вертикального отклонения будет обладать в том случае, если его усиление отрегулировано таким образом, что размах калибровочного напряжения составляет на экране определенное число миллиметров. Например, для осциллографа С1-4 это расстояние равно 70 мм, для осциллографа С1-8 — 40 мм и т. д. При таком методе калибровки напряжение исследуемого сигнала определяют следующим образом: измеряют размах напряжения на экране в миллиметрах (гибкой линейкой или по миллиметровым делениям шкалы) и полученное число миллиметров умножают на чувствительность осциллографа, указанную на шкале входного делителя.

Описанный метод калибровки удобен для измерений: одновременно с исследованием формы напряжения получают и его количественную оценку. Однако метод чреват значительными погрешностями: до 10% и даже больше, так как точность калибровки зависит от стабильности калибрующего напряжения, постоянства усиления канала вертикального отклонения, нелинейности его амплитудной характеристики, погрешности подсчета числа делений шкалы и пр.

Более высокой точностью обладает метод измерения осциллограммы, основанный на сравнении измеряемого напряжения с образцовым. Такой метод применен в осциллографе С1-13. Суть его заключается в следующем: заметив по шкале точки осциллограммы, напряжение между которыми хотят измерить, переключают вход усилителя вертикального отклонения луча (ручкой переключателя входного делителя) на источник калибрующего напряжения. При этом на экране осциллографа появляются две горизонтальные линии (если частота развертки больше частоты прямоугольного калибрующего напряжения, частота которого обычно равна 50 Гц). Изменяя амплитуду калибрующего напряжения (специальная ручка на передней панели осциллографа), изменяют расстояние между линиями и делают его равным расстоянию по вертикали между двумя точками на осциллограмме, напряжение между которыми надо измерить. Обычно для этого пользуются ручкой «*Смещение Y*», т. е. смещают луч по вертикали. Таким образом, регулируя двумя ручками, добиваются, чтобы линии прошли точно через измеряемые две точки осциллограммы. Размах калибрующего напряжения в точности равен напряжению между интересующими точками. Остается измерить размах калибрующего напряжения. В осциллографе С1-13 это производят вольтметром, находящимся на передней панели. Шкала вольтметра градуирована в пиковых значениях напряжения. При измерении синусоидальных напряжений можно пользоваться и шкалой, градуированной в среднеквадратичных значениях. Естественно, что градуировка шкалы соответствует положению 1 : 1 входного делителя усилителя вертикального отклонения луча. При переводе делителя в другие положения, например 1 : 10, показания шкалы вольтметра надо умножить на 10 и т. д. Но не следует забывать, что в процессе измерения нельзя трогать ручки регулировки чувствительности усилителя вертикального отклонения луча.

В широко распространенном осциллографе С1-5 (СИ-1) и некоторых других применен такой же способ измерения, но значение напряжения определяют не по шкале вольтметра, а по шкале ручки переменного резистора, которым регулируют размах калиброванного напряжения. Градуировка сделана в пиковых и среднеквадратичных значениях. Конечно, у такого калибратора погрешность измерений больше, чем у калибратора осциллографа С1-13, так как решающее значение имеет стабильность калибрующего напряжения.

Простые осциллографы, например С1-1, вообще не имеют калибратора амплитуды. Его можно изготовить самостоятельно, калибруя чувствительность усилителя вертикального отклонения. Кроме того, можно сделать такой же калибратор, как в осциллографе С1-13 или С1-5. В качестве собственно калибратора можно использовать любой источник стабилизированного напряжения с вольтметром или милливольтметром на выходе, например звуковой ге-

нератор или даже обычный ЛАТР[1]. Однако синусоидальное напряжение для этой цели не очень подходит, поскольку не удается получить на экране осциллографа двух параллельных прямых при малых скоростях развертки. Поэтому в качестве источника лучше использовать генератор прямоугольных импульсов типа «меандр», т. е. двуполярных импульсов, длительность которых равна половине периода. Частота импульсов должна быть в пределах 50—100 Гц. Генератор может быть простейшим (см. «Радио», 1972, № 6, с 58).

Перейдем теперь к калибровке осциллограммы по длительности и частоте. Ведь горизонтальная ось X осциллограммы — это экви-

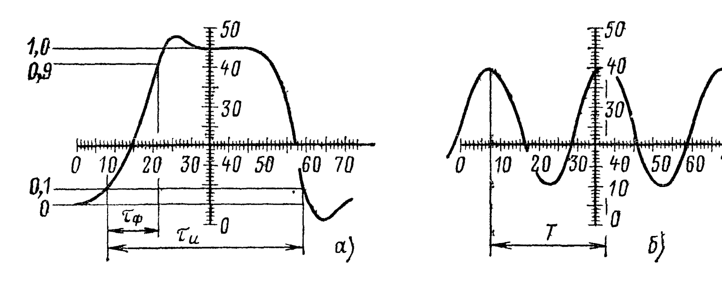


Рис. 24.

валент времени. Поэтому если ось X проградуирована в единицах времени — миллисекундах или микросекундах, то можно определить длительность процесса на экране осциллографа, длительность отдельных его частей (фронта и спада импульса), а также частоту периодических процессов.

Существуют два основных метода калибровки оси X. Многие осциллографы последних выпусков имеют так называемые калиброванные по длительности развертки. Они обеспечивают движение луча по оси X с весьма постоянной скоростью, указанной на шкале переключателя длительности развертки в микросекундах или миллисекундах на 1 мм или 1 см длины линии развертки. Измеряя по шкале на экране расстояние по горизонтали между двумя точками осциллограммы (началом и концом импульса) и умножив полученное число на параметр отклонения луча по оси X, мс/мм, узнаем длительность импульса $\tau_и$ (рис. 24, *а*). Таким же способом можно определить и частоту периодических сигналов, измерив длительность периода T (рис. 24, *б*). Поскольку $f=1/T$, то при $T=1$ мс получим $f=1/1\cdot10^{-3}=1000$ Гц.

В простых осциллографах применяют генераторы развертки с регулируемой частотой повторения. В них используется метод калибровки оси X при помощи калибрационных меток. Для этого в осциллографе имеется специальный генератор (или набор таких генераторов), вырабатывающий колебания строго определенной час-

[1] ЛАТР — это лабораторный автотрансформатор, позволяющий плавно преобразовывать напряжение сети в напряжение от нуля до максимального значения.

тоты, например 1 МГц. Колебания такой частоты поступают на катод или модулятор электронно-лучевой трубки и тем самым «метят» осциллограмму серией ярких точек и темных промежутков. Расстояние от начала одного темного промежутка до начала следующего при частоте генератора 1 МГц будет равно $T=1/f=$ $=1/1\cdot10^{-6}=10\cdot10^{-6}=1$ мкс. Подсчитав число меток и умножив на «цену» метки, можно определить параметры импульса или периодического напряжения.

Если осциллограф не имеет подобного калибратора длительности, в качестве него можно применять высокочастотный генератор (о генераторах речь пойдет дальше). Однако подавать его напряжение на управляющий электрод или катод трубки не следует, потому что для модуляции электронно-лучевой трубки требуется напряжение в несколько десятков вольт, в то время как обычный высокочастотный генератор имеет выходное напряжение 1—2 В. Поступают следующим образом. Сначала получают на экране осциллограмму исследуемого процесса и замечают, в каких приблизительно пределах экрана она располагается. Затем, не трогая ручек управления разверткой, подают на вход канала вертикального отклонения луча вместо исследуемого напряжения напряжение от высокочастотного генератора. При этом частоту генератора выбирают такой, чтобы на экране осциллографа в замеченных пределах уложились один-два периода его напряжения. По шкале генератора определяют его частоту и вычисляют длительность периода в миллисекундах или в микросекундах. Далее по шкале перед экраном осциллографа определяют точно длину в миллиметрах периода напряжения генератора и вычисляют, сколько миллисекунд или микросекунд приходится на 1 мм длины оси *X*. После этого вновь получают осциллограмму исследуемого процесса и по известной цене деления шкалы определяют длительность импульса или его частей.

Погрешность измерения длительности с помощью калибрационных меток может достигать 10%. Калиброванная развертка хороших осциллографов обеспечивает бо́льшую точность

Теперь о подключении осциллографа к исследуемой цепи. Собственно тут надо иметь в виду все те предосторожности, что и при подключении вольтметров. Входное сопротивление осциллографов, как правило, не менее 500 кОм, входная емкость 25—50 пФ. Вход осциллографа может быть закрытый или открытый (если осциллограф с усилителем постоянного тока). При подаче на закрытый вход постоянного напряжения луч на экране осциллографа отклоняется только в первый момент (в результате зарядного импульса на входном конденсаторе) и тут же возвращается к нулевой линии.

Подключая осциллограф к исследуемой цепи, надо позаботиться о том, чтобы не было наводок на его входные цепи, иначе осциллограмма окажется «размытой», линии утолщенными. Если наводки значительные, то осциллограмма может исказиться настолько, что на ней появятся пики, линии искривятся синусоидами и т. п. Чтобы устранить наводки на соединительные провода, осциллограф подключают к исследуемой цепи коаксиальным кабелем. Однако такой кабель обладает значительной емкостью (около 40 пФ при длине кабеля 1,5 м), и это существенно увеличивает общую входную емкость осциллографа — иногда до 60—100 пФ. Подключение такой емкости к исследуемой цепи недопустимо, поэтому кабель подключают к ней через резистор сопротивлением 40—50 кОм.

В этом случае влияние входной емкости осциллографа уменьшается, но, естественно, снижается и напряжение, подаваемое на вход осциллографа; кроме того, кабель обладает свойством низкочастотного фильтра, способного несколько искажать осциллограмму.

В комплект многих осциллографов входят выносные делители — коаксиальный кабель с пробником на конце, в который вмонтирован делитель входного напряжения 1 : 10 или 1 : 100. Эти делители предназначены для подключения осциллографа к высоковольтным цепям. Но делителем 1 : 10 можно воспользоваться и для подключения к низковольтным исследуемым цепям для уменьшения влияния входной цепи осциллографа. Применение такого делителя предпочтительнее, чем подключение осциллографа к исследуемой цепи через резистор, так как делитель частотно-компенсирован: на входе делителя включена *RC*-ячейка, емкостью конденсатора которой можно устранять частотные искажения осциллограммы. Конечно, в случае применения делителя входное напряжение уменьшается. Но поскольку значение этого уменьшения известно, а осциллограф обычно обладает большим запасом усиления в канале *Y*, то даже ослабленное в 10 раз исследуемое напряжение оказывается достаточным для развертывания осциллограммы на весь экран и ее синхронизации. Кстати, устанавливая размер осциллограммы по вертикали (ручкой «*Усиление Y*»), надо помнить, что при слишком большой амплитуде входного напряжения происходят ограничение сигнала в каскадах *Y*-усилителя и, следовательно, искажение осциллограммы. Если такое ограничение произойдет в первом каскаде усилителя, то осциллограмма будет искажена даже при очень маленькой ее амплитуде на экране осциллографа. Поэтому амплитуду входного напряжения следует выбирать (переключателем входного делителя, выносным делителем) такой, чтобы нужная высота осциллограммы на экране была при среднем положении ручки регулировки усиления канала вертикального отклонения луча.

При налаживании и настройке радиоаппарата часто приходится иметь дело с отдельным блоком или даже одиночным каскадом, а измерительные приборы подключать ко входу и выходу вместо отключенных блоков. В таком случае осциллограф, подключенный к выходу исследуемого блока, играет роль последующего за ним блока налаживаемого радиоаппарата. Но чтобы при таком методе исследования осциллограмма отражала действительные процессы в налаживаемом блоке (или каскаде), надо обеспечить ему нормальные условия работы, т. е. входное сопротивление осциллографа должно быть таким же, как входное сопротивление последующего отключенного блока. Только в этом случае исследуемый блок «не заметит» подмены, и на вход осциллографа поступит напряжение такого же значения и формы, что и в рабочих условиях на вход отключенного блока. Однако в большинстве случаев входное сопротивление осциллографа много больше входного сопротивления отключенного каскада. Тогда выход настраиваемого блока шунтируют резистором $R_{ш}$ (рис. 25, *а*) такого сопротивления, чтобы общее сопротивление $R_{ш}$ и входного сопротивления осциллографа $R_{осц}$ были равны входному сопротивлению отключенного блока $R_{вх.отк}$:

$$R_{ш} = \frac{R_{осц} R_{вх.откл}}{R_{осц} - R_{вх.откл}} .$$

Если же входное сопротивление осциллографа меньше входного сопротивления последующего отключенного блока, то между выходом исследуемого блока и входом осциллографа надо включить добавочный резистор $R_{доб}$ (рис. 25, *б*). Сопротивление этого резистора $R_{доб}=R_{вх.откл}-R_{осц}$.

При измерении высокочастотных напряжений большую роль играет согласование емкостей. Если входная емкость осциллографа $C_{осц}$ меньше входной емкости отключенного блока $C_{вх.откл}$, то параллельно шунтирующему резистору $R_ш$ надо подключить шунтирующий конденсатор $C_ш$ (рис. 25, *а*), емкость которого $C_ш=C_{вх.от}-C_{осц}$. Если же входная емкость осциллографа больше входной емкости отключенного блока, то следует уменьшить шунтирующее действие входа осциллографа, т. е. отделить его от исследуемого блока конденсатором $C_{доб}$ (рис. 25, *б*), емкость которого равна:

$$C_{доб}=\frac{C_{осц}\,C_{вх.откл}}{C_{осц}-C_{вх.откл}}$$

Приведенные формулы позволяют ориентировочно рассчитывать согласующую ячейку, однако для точных измерений высокочастотного напряжения сопротивление $R_{доб}$ и емкость $C_{доб}$ следует уточнить с помощью электронного вольтметра, подключенного параллельно выходу исследуемого блока. Заметив показания вольтметра, когда к его выходу подключен последующий блок, отключают этот блок и вместо него подключают осциллограф с согласующей ячейкой. Если показания электронного вольтметра при этом не изменятся, то, следовательно, элементы согласующей ячейки подобраны правильно, в противном случае подбирают их более точно.

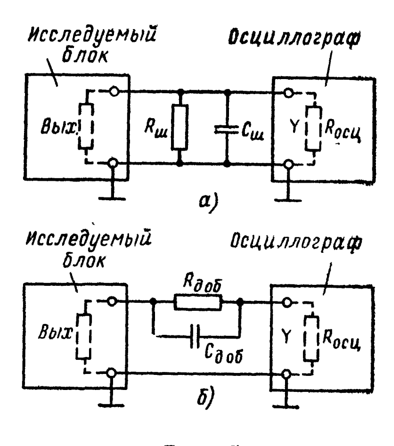


Рис. 25.

Кстати, измерить входное сопротивление отключенного блока или измерительного прибора можно высокочастотным генератором и электронным милливольтметром. Для этого на генераторе устанавливают частоту, сопротивление на которой надо узнать, и к выходу генератора через резистор R_0 подключают милливольтметр. Сопротивление резистора R_0 может быть от нескольких килоом до нескольких мегаом, причем чем выше частота генератора, тем меньше это сопротивление. Замечают показания милливольтметра U_1, а затем параллельно ему подключают блок, входное сопротивление которого хотят измерить. Милливольтметр при этом отметит напряжение U_2. Тогда искомое сопротивление входной цепи на рабочей частоте

$$Z=\frac{U_2}{U_1-U_2}\,R_0.$$

Таким способом можно измерить сопротивление входной цепи блока или каскада на частотах до 10 МГц; на более высоких частотах начинают сказываться различные паразитные емкости. Но и на низких частотах необходимо принять все меры к уменьшению паразитных емкостей, например, путем исключения соединительных проводов.

Если вместо осциллографа к выходу исследуемого блока подключают вольтметр или какой-нибудь другой измерительный прибор, то необходимость в согласовании входных и выходных сопротивлений и емкостей, естественно, остается. Сохранить рабочее состояние исследуемого блока необходимо при любых измерениях.

Итак, осциллограф обязательно должен быть в распоряжении радиолюбителя, серьезно занимающегося радиоконструированием. Без него нельзя исследовать процессы, протекающие в электронном устройстве. В магазинах можно приобрести специально разработанный для радиолюбителей осциллограф ЛО-70. Он вполне пригоден для осциллографирования низкочастотных сигналов, но его можно усовершенствовать (см. «Радио», 1972, № 11, с. 45, 46; 1977, № 7, с. 43). Кроме того, есть много хороших радиолюбительских конструкций осциллографов, повторить которые может любитель, не обладающий большим опытом (см. «Радио», 1971, № 4, с. 49—51; № 5, с. 52, 53; 1972, № 9, с. 59, 60; № 10, с. 52—54; № 12, с. 56—58; 1973, № 8, с. 45, 46; 1974, № 1, с. 43, 44; № 8, с. 59—61; 1976, № 6, с. 45—48; № 7, с. 44—46; 1977, № 11, с. 61; 1978, № 4, с. 45, № 10, с. 63).

Измерение гармонических искажений

Отличие формы напряжения от строго синусоидальной приводит к тому, что, кроме колебания основной частоты (первой гармоники), в составе напряжения появляются колебания высших гармоник — это и есть результат гармонических искажений. Эти искажения оценивают коэффициентом гармоник—отношением среднеквадратичного значения суммы всех высших гармоник, присутствующих в исследуемом напряжении, т. е. всех частотных составляющих, кроме основной частоты, к среднеквадратичному значению первой гармоники:

$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{U_1} \cdot 100\%.$$

Таким образом, чтобы определить коэффициент гармоник, надо определить его частотный спектр и измерить амплитуду каждой частотной составляющей. Задача сложная, так как высших гармоник в исследуемом колебании может быть очень много, а их амплитуды весьма незначительны. Приборы для таких измерений существуют, это — анализаторы спектра и селективные вольтметры.

Принцип работы анализатора спектра заключается в том, что очень узкополосный фильтр последовательно перестраивают по частоте. Когда в полосу пропускания такого фильтра попадает частотная составляющая исследуемого колебания, то на выходе фильтра появляется напряжение. Таким образом, по частоте настройки фильтра определяют частоту составляющей, а по напряжению на выходе фильтра — ее амплитуду. Современные анализаторы спект-

ра по принципу действия напоминают супергетеродинный приемник. Роль узкополосного фильтра играют контуры промежуточной частоты (ПЧ), настроенные на фиксированную частоту, а настройку анализатора осуществляют контурами гетеродина, перестраиваемыми автоматически.

На выходе анализатора включен осциллограф (рис. 26), пилообразное напряжение развертки которого управляет не только дви-

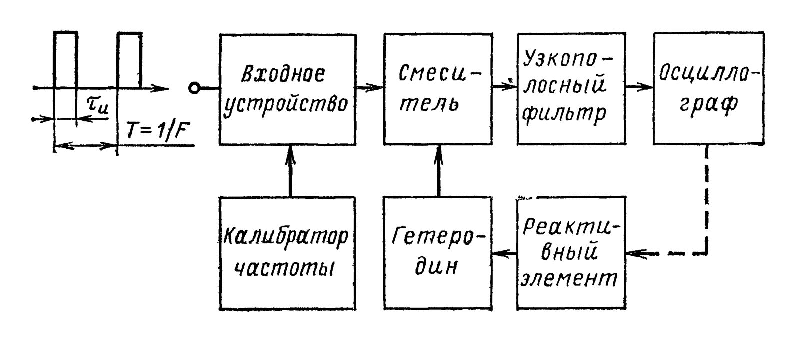


Рис. 26.

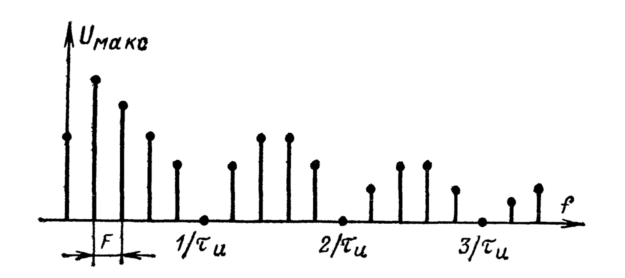


Рис. 27.

жением луча по экрану трубки, но и изменением настройки контуров гетеродина с помощью варикапа. Поэтому луч движется синхронно с изменением частоты настройки контура гетеродина. В результате горизонтальная ось на экране осциллографа символизирует собой частотную ось, а возникающие при перестройке гетеродина всплески напряжения на выходе узкополосного фильтра приводят к вертикальным выбросам луча, причем высота их пропорциональна амплитуде частотных составляющих исследуемого напряжения (рис. 27). Чтобы нанести на осциллограмму маркировку по частоте, на вход анализатора подают напряжение от кварцованного высокочастотного генератора (кварцевого калибратора), и на экране осциллографа возникают вертикальные выбросы, соответствующие гармоникам кварцевого резонатора, например, через 100 кГц. Прибор, как видите, сложный.

Но имея осциллограф, кварцевый калибратор и хороший супергетеродинный приемник, можно скомпоновать анализатор спектра. Надо только, чтобы полоса пропускания контуров ПЧ супергетеродина была очень узкой — не более 1 кГц, а еще лучше доли килогерца. Анализаторами спектра являются панорамные приемники, хорошо известные радиоспортсменам-коротковолновикам, но в отличие от таких приемников полоса качания частоты гетеродина анализатора спектра должна быть очень широкой: ведь высшие гармоники могут на несколько порядков отстоять от основной частоты.

Более доступны для самостоятельного изготовления селективные вольтметры — тоже супергетеродин, но только на выходе узкополосного фильтра (фильтра приемника) вместо осциллографа включен пиковый вольтметр, а перестройку контуров гетеродина производят вручную. Когда такой «приемник-вольтметр» окажется настроенным на частотную составляющую спектра исследуемого колебания, пиковый вольтметр зафиксирует ее амплитуду. А частоту составляющей можно будет определить по шкале «приемника». Желательно, чтобы селективный вольтметр имел кварцевый калибратор частоты, по которому можно проверить шкалу настройки, и калибратор амплитуды (например, высокочастотного сигнала амплитудой 1 мВ), по которому калибруется пиковый вольтметр. Тогда амплитуду частотных составляющих можно определить непосредственно в милливольтах.

Итак, анализаторы спектра и селективные вольтметры позволяют определить спектральный состав исследуемого переменного напряжения и, следовательно, измерить коэффициент гармоник. Но такие измерения занимают много времени. Если, однако, не анализировать состав высших гармоник в исследуемом колебании, то коэффициент K_f можно измерить значительно проще. Для этого вольтметром среднеквадратичных значений измеряют амплитуду исследуемого колебания $U=\sqrt{U_1^2+U_2^2+U_3^2+\ldots}$, затем между источником исследуемого колебания и вольтметром включают узкополосный поглощающий фильтр и настраивают его точно на частоту первой гармоники исследуемого колебания по минимуму показаний вольтметра. Фильтр как бы выделит из исследуемого колебания первую гармонику, а на вольтметр поступает суммарное напряжение только высших гармоник $\sqrt{U_2^2+U_3^2+\ldots}$. Измерив вольтметром среднеквадратичное значение суммарного напряжения гармоник, определяют коэффициент гармоник в процентах:

$$K_f'=\frac{\sqrt{U_2^2+U_3^2+\ldots}}{U}\cdot 100\%.$$

Сравнив приведенные здесь формулы для определения K_f' и K_f, нетрудно увидеть некоторую неточность: для определения коэффициента гармоник надо измерять не U — сумму амплитуд первой и всех остальных гармоник, а только амплитуду основной частоты U_1, но при небольших искажениях меньше (10—15%). Разница между U и U_1 очень невелика.

Отечественной промышленностью выпускаются приборы ИНИ-11, ИНИ-12 (С6-1), С6-1А, С6-5, позволяющие определять коэффици-

ент гармоник непосредственно по шкале, не прибегая к вычислениям. Для этого встроенный в прибор вольтметр среднеквадратичных значений калибруют: регулировкой добиваются, чтобы стрелка вольтметра установилась против определенного деления шкалы. Затем включают фильтр, подавляющий первую гармонику исследуемого колебания, и стрелка вольтметра, отклонившись на некоторый угол, указывает коэффициент гармоник в процентах.

Но эти измерительные приборы не столь просты, как может показаться из краткого описания принципа работы. Построить высокоэффективный узкополосный фильтр, к тому же перестраивающийся во всем диапазоне звуковой частоты, не так просто, да и среднеквадратичный детектор милливольтметра — вещь не простая. Кроме того, для исследования незначительных по амплитуде колебаний перед фильтром должен быть включен линейный широкополосный усилитель.

Измеритель коэффициента гармоник нужен при работе с усилительными устройствами, особенно высококачественного звуковоспроизведения, поскольку отчетливо распознать нелинейные искажения синусоидального напряжения на экране осциллографа можно лишь при их коэффициенте 8—10%, в то время как ухо слышит высшие гармоники уже при коэффициенте 2—3%.

Две любительские конструкции прибора для измерения коэффициента гармоник описаны в журнале «Радио» (1977, № 6, с. 42; 1978, № 11, с. 61). Их можно значительно упростить, если коэффициент гармоник измерять только на одной частоте, например 1000 Гц, ибо тогда не нужно делать перестраиваемый по частоте фильтр.

Измерение частоты

Выше мы выяснили, что, используя калибратор длительности осциллографа, можно измерить длительность периода и, следовательно, частоту исследуемого колебания. Однако эти данные будут ориентировочными, в большинстве же случаев надо знать частоту с высокой степенью точности — не хуже 0,1%. В самом деле, на частоте 10 МГц точность в 0,1% допускает ошибку $\Delta f = f/1000 = 10 \cdot 10^6/1 \cdot 10^3 = 10 \cdot 10^3 = 10$ кГц. А это равно полосе пропускания усилителя ПЧ супергетеродинного приемника. Следовательно, при определении частоты, например гетеродина, желательно знать ее с еще большей точностью. Измерение же частоты по осциллограмме с помощью калибратора длительности обеспечит точность не лучше нескольких процентов.

Измерить частоту можно разными приборами. В современных лабораториях для этой цели применяют электронные цифровые частотомеры — приборы, обеспечивающие точность измерения в пределах нескольких герц на частотах в десятки мегагерц.

Принцип действия электронно-счетного частотомера следующий. Измеряемое синусоидальное напряжение преобразуется в короткие прямоугольные импульсы (каждый период синусоидального напряжения — один импульс), которые подсчитываются быстродействующим электронным счетчиком. Длительность временного интервала, в течение которого ведется подсчет (например, в течение 1 с), выдерживается с очень высокой точностью (миллионные доли секунды). Сколько импульсов за этот временной интервал успеет насчитать счетчик, такова и частота измеряемого напряжения. Если за

1 с счетчик насчитает $1 \cdot 10^6$ импульсов, значит, измеряемая частота равна 1 МГц. Точность измерения объясняется высокой точностью калиброванного отрезка времени, поскольку в качестве этого временного интервала используется длительность периода колебаний, вырабатываемых высокостабильным термостатированным кварцевым генератором.

Таков принцип работы современных электронно-счетных частотомеров. Это сложные, дорогие, но и чрезвычайно удобные приборы. Кроме измерения частоты периодических колебаний (в пределах от долей герца до сотен мегагерц), они позволяют определять длительность импульсов, период их следования, отношения частот, подсчитывать число импульсов, служить источниками кварцованных частот, датчиками калиброванных интервалов времени и пр. Появились и любительские конструкции подобных измерительных приборов (см. «Радио», № 3, с. 49—52; 1977, № 3, с. 40). Использование интегральных микросхем позволит любителям конструировать весьма сложные приборы, в том числе и электронно-счетные частотомеры.

Измерить частоту можно и более простыми приборами, хотя с меньшей точностью. Частоту тока или напряжения звукового и ультразвукового диапазонов, т. е. до 100—200 кГц, измеряют стрелочными частотомерами или осциллографическим методом сравнения с известной частотой, а колебания высоких частот — резонансным методом или методом биений. Эти методы обеспечивают точность измерений 1—5%, а измерения при помощи кварцевых калибраторов и гетеродинных частотомеров позволяют определить частоту с точностью 0,01% или выше, что достаточно для практических целей.

Стрелочный частотомер позволяет отсчитывать частоту непосредственно по шкале используемого в нем стрелочного магнитоэлектрического измерителя. Выпускаемые промышленностью стрелочные частотомеры, например Ч3-1, Ч3-7, измеряют средний ток заряда или разряда образцового конденсатора, перезаряжаемого напряжением измеряемой частоты. Ток прямо зависит от частоты напряжения, поэтому частотомеры имеют равномерную шкалу, обеспечивают точность порядка 1%, позволяют измерять частоты от 10 Гц до 500 кГц и имеют незначительную входную емкость при относительно большом входном сопротивлении. Есть и любительские конструкции стрелочных частотомеров, работающие по такому же принципу и обладающие хорошими параметрами (см. «Радио», 1974, № 9, с. 53).

Во многих любительских конструкциях стрелочных частотомеров измеряется не ток заряда или разряда конденсатора, а средний ток ждущего мультивибратора, срабатывающего с частотой измеряемого напряжения. Как правило, такие частотомеры обеспечивают меньшую точность измерения — в пределах 3—5%, но они популярны среди радиолюбителей благодаря простоте и надежности (см. «Радио», 1974, № 6, с. 49; 1975, № 12, с. 40; 1976, № 5, с. 45—47; № 10, с. 47).

Если имеются источник образцовой частоты (например, звуковой генератор) и осциллограф, то для измерения частот синусоидальных и импульсных напряжений до 100 кГц используют метод интерференциальных фигур — фигур Лиссажу. Для этого выключают развертку осциллографа, на вход *X*-канала подают сигнал образцовой частоты от измерительного генератора, а на вход *Y*-уси-

лителя вертикального отклонения луча — напряжение, частоту которого хотят измерить (рис. 28, *а*). Изменяя частоту генератора образцовой частоты, стараются получить простейшую интерференционную фигуру: лучше всего круг, эллипс или наклонную линию — это будет означать, что измеряемая частота равна образцовой. Естественно, генератор образцовой частоты должен быть градуиро-

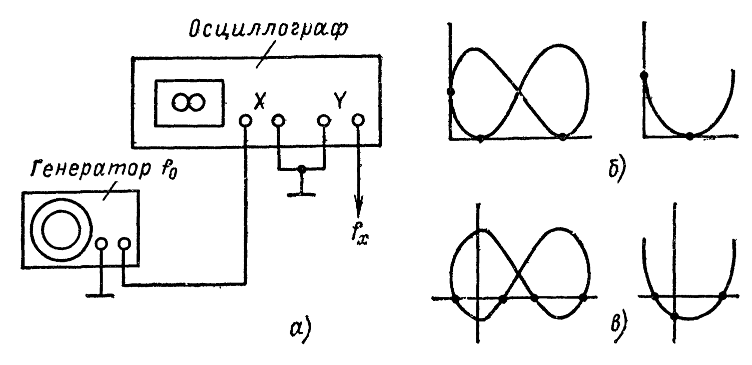


Рис. 28.

ван, тогда его частоту, а следовательно, и измеряемую можно будет определить по шкале. При этом следует так отрегулировать усиление *X*- и *Y*-каналов осциллографа, чтобы интерференционная фигура на экране занимала примерно квадратную площадь.

Форма фигуры при равенстве частот зависит от фазового сдвига между сравниваемыми колебаниями. Она будет неподвижна только в случае полного совпадения частот, что на практике бывает редко: достаточно очень небольшой нестабильности одной из частот, чтобы фигура «ожила» и начала из эллипса превращаться в круг, затем в наклонную линию, снова в круг и т. д. Небольшой подрегулировкой генератора образцовой частоты фигуру можно ненадолго «остановить». Кроме того, описанные фигуры получаются только при сложении строго гармонических колебаний; при значительных нелинейных искажениях хотя бы одного из сравниваемых колебаний интерференционная фигура тоже будет искажена.

Однако не всегда удается получить равенство сравниваемых частот, например, из-за отсутствия генератора соответствующей образцовой частоты. Тогда надо постараться получить кратное соотношение сравниваемых частот, например 1 : 2, 1 : 3 и т. д. В этом случае на экране осциллографа тоже возникнет интерференционная фигура, но более сложная (рис. 29). Надо стремиться к наименьшему соотношению сравниваемых частот, иначе возникнет очень сложная фигура, расшифровать которую будет трудно. К тому же при большом соотношении фигура наверняка получится движущейся, что еще более затруднит ее расшифровку.

Как же расшифровывать интерференциальную фигуру? Есть два способа. Можно провести две взаимно перпендикулярные оси, ограничивающие фигуру слева и снизу, и подсчитать точки каса-

ния фигурой этих осей. Фигура, показанная на рис. 28, *б*, касается одной точкой по вертикали и двумя по горизонтали. Следовательно, образцовое напряжение, поданное на вход *X*-канала, заставляет луч 1 раз коснуться вертикальной оси, а измеряемое напряжение, поданное на вход *Y*-канала и перемещающее луч по вертикали — дважды коснуться горизонтальной. Следовательно, отношение напряжений составляет 1 : 2, т. е. частота измеряемого напряжения вдвое выше образцовой частоты.

Однако при таком методе можно ошибиться в определении соотношения частот. При сдвиге фаз на угол 90% интерференцион-

f_x/F_0	Угол сдвига фаз				
	0°	45°	90°	135°	180°
1:1					
1:2					
1:3					
2:3					

Рис. 29.

ная фигура при том же соотношении частот 1 : 2 становится такой, что она касается и вертикальной, и горизонтальной осей только по одному разу, и тем самым получается как бы соотношение частот 1 : 1 (рис. 29). Надежнее другой метод: сместить оси (как показано на рис. 28, *в*) и подсчитать точки пересечения.

Погрешность определения частоты методом сравнения на экране осциллографа определяется точностью градуировки генератора образцовой частоты, если, конечно, не допускать ошибки в определении соотношения частот, а для этого надо стремиться получить как можно более простую фигуру.

Подобным же методом можно измерить и частоту следования импульсов. Для этого импульсное напряжение подают на вход усилителя вертикального отклонения осциллографа и регулировкой генератора образцовой частоты добиваются, чтобы на экране был виден один импульс (его изображение будет искажено, поскольку напряжение развертки в данном случае не пилообразное, а синусоидальное). Однако один импульс на экране еще не означает, что частота образцового генератора равна частоте следования импульсов. Такая же картина появится на экране и в том случае, когда частота образцового напряжения в 2 раза превышает частоту следования импульсов. Поэтому, получив изображение одного импульса, надо уменьшить образцовую частоту вдвое. Если при этом на экране опять останется изображение одного импульса, то это укажет на то, что именно теперь образцовая частота равна частоте импульсного напряжения. Чтобы окончательно убедиться в этом, надо еще раз уменьшить образцовую частоту вдвое — на экране при этом должно появиться изображение двух импульсов.

При любых измерениях частоты большое значение имеет проверка градуировки генераторов опорной образцовой частоты или частотомеров. В хорошо оснащенных лабораториях в качестве образцовых приборов используют специальные кварцевые генераторы опорных частот типов Ч1-5, Ч1-10 и т. п., а также кварцевые синтезаторы частот, например Ч6-31, Ч6-58, позволяющие получить сетку опорных частот через 0,01 Гц. Стабильность и точность таких приборов чрезвычайно высоки.

При измерении частот звукового диапазона в качестве опорной можно воспользоваться частотой осветительной сети 50 Гц, ее стабильность не лучше ±0,5 Гц. Конечно, для частоты 50 Гц это небольшая погрешность, но если с ее помощью калибровать частоту 500 Гц, то здесь погрешность возрастет уже до ±5 Гц, а на частоте 5 кГц она составит ±50 Гц. Впрочем, для низкочастотных измерений такая точность достаточна для большинства случаев.

Откалибровать генератор звуковой частоты по частоте осветительной сети можно при помощи осциллографа по интерференциальным фигурам. Используя фигуры для соотношений 2:1, 1:1, 1:2, 2:3, 1:3 и т. д., удается получить сетку опорных точек до частоты 500 Гц, но не выше, так как расшифровка их при соотношении более 1:10 чревата грубыми ошибками. Правда, если применить метод круговой развертки, то соотношение сравниваемых частот может достигать 20—25. Круговую развертку на экране осциллографа получают при помощи фазорасщепителя — устройства, позволяющего получить из синусоидального напряжения образцовой частоты два синусоидальных напряжения, фазы которых сдвинуты по отношению друг к другу на определенный угол (в данном случае на 90°).

В простейшем виде фазорасщепитель представляет собой *RC*-цепочку (рис. 30, *а*), элементы которой подобраны из соотношения $R=1/2\pi fC$. Например, для частоты $f=1000$ Гц элементы цепочки должны иметь параметры $C=0{,}1$ мкФ, $R=1600$ Ом. Изменением соотношения *R* и *C* добиваются изображения на экране окружности или хотя бы эллипса. Напряжение измеряемой частоты подают на вход *Z*-канала осциллографа (на модулирующий электрод электронно-лучевой трубки, если в осциллографе отсутствует усилитель *Z*-канала). Изображение на экране будет зависеть от соотношения между образцовой и измеряемой частотами. Если они равны, на

экране видна только половина окружности, если же частоты находятся в кратном соотношении, то линия окружности превратится в штриховую (рис. 30, *б*). Регулировкой генератора образцовой частоты, создающего круговую развертку, «останавливают» осциллограмму и подсчитывают число штрихов, а тем самым и соотношение между частотами. Надо только учитывать, что глубина модуляции яркости осциллограммы зависит от амплитуды напряжения измеряемой частоты. Поэтому если в осциллографе отсутствует усилитель *Z*-канала, то напряжение измеряемой частоты должно иметь амплитуду, достаточную для модуляции луча, — несколько десятков вольт. При регулировке генератора образцовой частоты надо иметь в виду, что с изменением частоты меняется и фазовый сдвиг на выходе фазорасщепителя, поэтому изменяется и форма осциллограммы (эллипс сжимается в наклонную прямую).

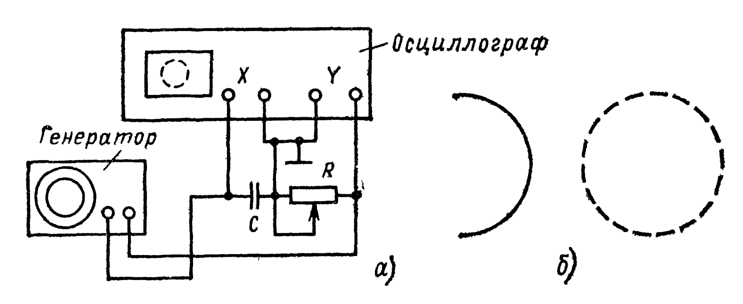


Рис. 30.

Но вернемся к калибровке генератора звуковой частоты. Пользуясь осветительной сетью как эталоном частоты 50 Гц, откалибруем шкалу генератора методом интерференциальных фигур до 500—1000 Гц. Теперь нужен вспомогательный генератор синусоидального напряжения частотой 500—1000 Гц. Если такого генератора звуковой частоты нет, то собирают простейший *RC*-генератор и настраивают его методом интерференциальных фигур по откалиброванному генератору точно на частоту 500 или 1000 Гц. Затем, используя этот вспомогательный прибор как источник образцовой частоты, калибруют генератор до частот 5—10 кГц и т. д.

На частотах от 100 кГц и выше применяют в основном два метода измерения: резонансный и гетеродинный, основанный на явлении биения. Возможно, конечно, и прямое измерение частоты при помощи электронных частотомеров, но, к сожалению, такие приборы пока малодоступны радиолюбителям. В принципе высокую частоту можно измерять и осциллографическим методом, но при частотах выше 25—50 кГц практически невозможно получить на экране неподвижную или хотя бы медленно изменяющуюся интерференциальную фигуру: сказывается нестабильность частот.

Резонансный метод измерения частоты наиболее простой, хотя точность его обычно не лучше 2—3%. Основан он на явлении резонанса высокодобротного колебательного контура, слабо связанного с источником колебаний измеряемой частоты (рис. 31, *а*).

Обычно резонансный частотомер (часто говорят «резонансный волномер») имеет набор сменных катушек $L_к$, позволяющих перекрыть диапазон частот от нескольких сотен килогерц до нескольких десятков мегагерц. На измеряемую частоту контур настраивают конденсатором переменной емкости $C_к$, добиваясь максимальных показаний микроамперметра *ИП*, и по шкале этого конденсатора считывают значение измеренной частоты. Конденсатор переменной емкости $C_к$ должен быть с воздушным диэлектриком и безлюфтовым червячным верньером, а катушки $L_к$ — высокой добротности, иначе резонансная характеристика (рис. 31, *б*) измерительного колебательного контура получится пологой и невозможно будет точно определить момент резонанса на частоте f_0 — резонанс будет «размазан» по частоте.

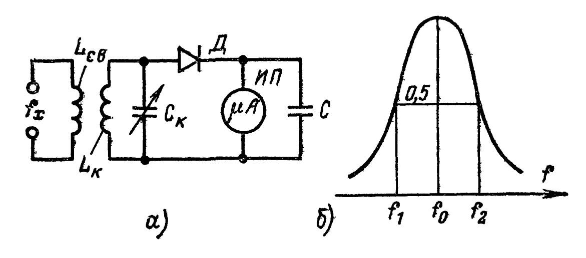


Рис. 31.

Для повышения точности можно применить способ двух отсчетов: настроить контур на измеряемую частоту по максимальному показанию индикатора ИП, затем перестроить конденсатор $C_к$ в сторону уменьшения частоты до получения показаний индикатора 0,5 максимальных значений (частота f_1 на рис. 31, *б*), затем в противоположную сторону (частота f_2). Частоты f_1 и f_2 определяют со значительно большей точностью, чем частоту f_0, так как они находятся на склонах резонансной кривой контура и настройка на них будет «острой». Измеряемую частоту $f_x = f_0$ определяют как среднюю частоту двух настроек $f_x = (f_1 + f_2)/2$.

Недостаток простого резонансного частотомера — малая чувствительность. Чтобы ее увеличить, надо перед индикатором включить усилитель постоянного тока (см. «Радио», 1976, № 8, с. 47). В этом случае частотомер может «почувствовать» не только основную частоту измеряемого напряжения, но и гармоники. Правда, все высшие гармоники при небольшой несинусоидальности исследуемого напряжения очень малы по амплитудам, поэтому резонансный частотомер вряд ли отметит даже третью гармонику, но на вторую может реагировать. Это надо иметь в виду, и если возникают сомнения, то частотомер перестраивают на частоту, меньшую частоты резонанса. Если на этой частоте (или вблизи нее) нет четко выраженного резонанса, то обнаруженный ранее резонанс можно считать за резонанс на основной частоте. При этом надо учитывать, что если вначале удалось обнаружить третью гармонику, например 3 МГц, то необходимо проверить частоты второй и первой гармоник, для нашего примера — 1 и 2 МГц, а не частоту 3 МГц/2 = 1,5 МГц, т. е. про-

верить частоты $f_{3г}=f_{3г}\cdot 2/3=3\cdot 2/3=2$ МГц и $f_{1г}=f_{3г}/3=3/3=1$ МГц.

Иметь в радиолюбительской лаборатории резонансный частотомер очень желательно, потому что в ряде случаев он просто незаменим, особенно при измерении частоты, если не знаем даже приблизительное ее значение.

Гетеродинный метод измерения частоты основан на сравнении исследуемых колебаний с колебаниями градуированного высокоточного генератора при помощи смесителя — прибора с нелинейной характеристикой (в простейшем случае — полупроводникового диода). Если на вход смесителя подать два колебания, то на его выходе, помимо этих колебаний, образуются колебания суммарной и разностной частот: f_1+f_2 и f_1-f_2. Чем ближе частоты сравниваемых колебаний, тем меньше разностная частота. Сигнал с выхода смесителя подают на вход усилителя НЧ, нагруженного на головные телефоны. По мере сближения частот их разностная частота уменьшается, попадает в диапазон звуковых частот и становится слышна в телефонах. При дальнейшем сближении частот тон звука в телефонах понижается и при разностной частоте около 15—20 Гц вообще исчезает. Чтобы отметить истинное совпадение сравниваемых частот, т. е. «нулевые биения», надо к выходу усилителя вместо телефонов подключить стрелочный индикатор или осциллограф: прекращение колебаний стрелки индикатора или линии на экране осциллографа будет свидетельствовать о нулевом значении разностной частоты.

На практике исчезновение колебаний разностной частоты наступает еще до полного совпадения сравниваемых частот из-за явления захватывания, суть которого заключается в том, что при сближении по частоте сравниваемых колебаний контур генератора образцовой частоты входит в резонанс с исследуемыми колебаниями и частота образцового генератора скачком становится равной частоте исследуемых колебаний (или наоборот, генератор исследуемых колебаний «захватывается» генератором образцовой частоты). Это явление выражено тем четче, чем сильнее связь между генераторами сравниваемых колебаний. Поэтому связь между ними должна быть минимальной, тогда область захватывания не превысит нескольких десятков герц на частотах до 1 МГц или нескольких сотен герц на более высоких частотах.

Точность определения частоты при гетеродинном методе измерения зависит главным образом от точности определения частоты образцового генератора. Однако если в качестве образцового использовать ГСС (генератор стандартных сигналов), то все равно определить частоту по его шкале с точностью, большей, чем 1%, не удастся, а это во многих случаях недостаточная точность. Поэтому генераторы гетеродинных частотомеров имеют высокоточную шкалу с нониусом, позволяющим отсчитывать десятые и даже сотые доли делений шкалы, и высокостабильный (порядка $1\cdot 10^{-5}$ — $1\cdot 10^{-7}$) кварцевый генератор, позволяющий очень точно откалибровать шкалу образцового генератора.

На рис. 32 приведена структурная схема широко распространенного гетеродинного частотомера Ч4-1. Генератор образцовой частоты этого прибора имеет только два поддиапазона: 125—250 кГц и 2—4 МГц. Для измерения используются первая, вторая, четвертая и восьмая гармоники первого диапазона, что перекрывает диапазон частот от 125 кГц до 2 МГц. Во втором поддиапазоне используют первую, вторую, четвертую и частично пятую гармоники, что позволяет вести измерения в диапазоне частот 2—20 МГц. Использова-

ние гармоник, а не только основной частоты дает возможность в каждом диапазоне уменьшить перекрытие по частоте, а это повышает стабильность работы генератора Настройку контуров генератора на заданную частоту осуществляют конденсатором C_1 через верньерный безлюфтовый механизм (с очень большим замедлением), позволяющий отсчитывать 50 000 точек. Шкалы он не имеет; частоту, на

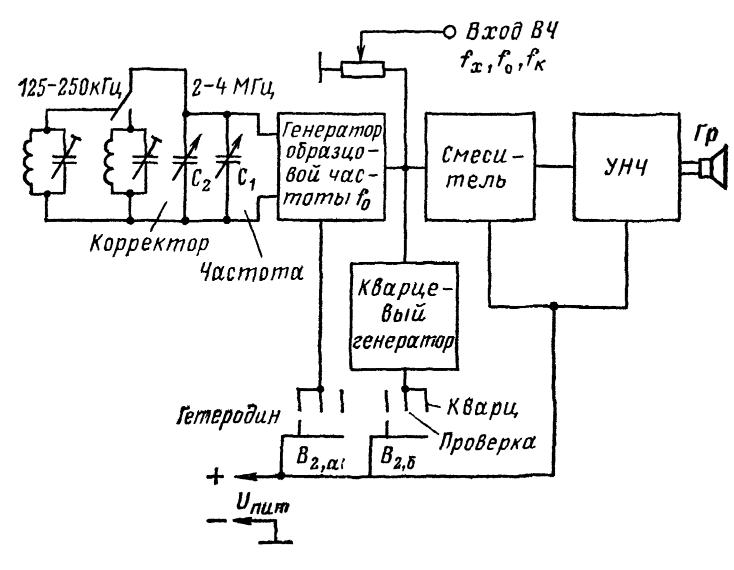


Рис. 32.

которую настроен генератор, определяют по специальной градуировочной книге, прилагаемой к прибору. Для каждого частотомера на заводе-изготовителе составляют «персональную» градуировочную книгу, годную только для данного экземпляра (табл. 2).

Таблица 2

Диапазон частот	170—175 кГц	340—350 кГц	360—700 кГц	1360—1400 кГц
Отсчет	Частота, кГц			
2054,0	172,0	344,0	688,0	1376,0
2057,8	172,1	344,2	688,4	1376,8
2061,7	172,2	344,4	688,8	1377,6
Кварцевая поверочная точка				
1854,1	166,67	333,33	666,67	1333,33

Примечание. Делений на 1 кГц — 37,6; герц на 1 деление — 23,8.

Из табл. 2 видно, что одной и той же настройке конденсатора C_1, а следовательно, одному и тому же отсчету по шкале (например, 2054,0) соответствуют частоты: основная — 172,0 кГц, вторая гармоника 344,0 кГц, четвертая — 688,0 кГц и восьмая — 1376,0 кГц. Таким образом, если исследуемое колебание по частоте равно одному из этих четырех значений, то оно образует нулевые биения с одной из гармоник генератора образцовой частоты частотомера. Недостатком гетеродинного частотомера данного типа является то, что обязательно надо знать примерное значение измеряемой частоты. Вот тут-то и поможет резонансный частотомер.

Непосредственно перед измерением генератор образцовой частоты нужно откалибровать, т. е. сделать так, чтобы его частота при установке конденсатора C_1 на отсчет, например 2054,0, действительно равнялась 172,0 кГц. Для этого включают кварцевый калибратор прибора (установкой переключателя B_2 в положение *Проверка*) и выбирают ближайшую к интересующей частоте кварцевую поверочную точку.

В нашем примере такая поверочная точка будет на отсчете 1854,1, на которой основная частота генератора равна 166,67 кГц. Частота кварцевого генератора — 1 МГц, следовательно, шестая гармоника генератора образцовой частоты образует с частотой кварцевого калибратора нулевые биения: $166{,}67 \cdot 6 = 1000$ кГц. Поэтому конденсатор C_1 генератора образцовой частоты устанавливают на отсчет 1854,1. Если при этом вместо нулевых биений в телефонах возникнет свист, то это означает, что частота образцового генератора равна не 166,67 кГц, а немного больше или меньше. Тогда корректирующим конденсатором C_2 изменяют емкость контура этого генератора так, чтобы частота генератора оказалась равной точно 166,67 кГц: в телефонах при этом ничего не будет слышно, но при малейшем изменении емкости конденсатора C_2 возникнет сначала «рокот» очень низкого тона, а затем, при дальнейшем изменении емкости, свист все более высокого тона. Надо настроиться точно на «нулевые биения», после чего ручку конденсатора C_2 уже не трогать.

Далее переключатель B_2 переводят в положение *Гетеродин*, а к входу смесителя частотомера подводят исследуемые колебания. Теперь кварцевый калибратор будет выключен, и на смеситель поступят колебания генератора образцовой частоты и исследуемые. Конденсатором C_1 настраивают прибор на нулевые биения. Допустим, это произойдет при отсчете 2059,6. Предположим также, что примерное значение измеряемой частоты 160—180 кГц. Возникновение нулевых биений на отсчете 2059,6 говорит о том, что измеряемая частота равна 170 кГц с небольшим. Насколько точно? Ведь отсчета 2059,6 в градуировочной книге нет.

Возьмем ближайший меньший отсчет — 2057,8, которому соответствует частота 172,1 кГц. На этой же странице книги указано, что на одно деление отсчета приходится 23,8 Гц, следовательно, при разнице в отсчете $2059{,}6 - 2057{,}8 = 1{,}6$ измеряемая частота отличается от частоты 172,1 кГц на $1{,}6 \cdot 23{,}8 = 38{,}08$ Гц. А так как за исходную принята меньшая частота, то искомая будет $172\,100 + 38 = 172\,138$ Гц, или 172,14 кГц.

В том случае, если измеряемая частота равна 344 кГц, т. е. при измерениях используется вторая гармоника генератора образцовой частоты, то на одно деление отсчета будет приходиться уже $23{,}8 \cdot 2 = 47{,}6$ Гц, а при измерениях на четвертой и восьмой гармониках —

соответственно 95,2 и 190,4 Гц. Это же относится и к числу делений отсчета на 1 кГц.

Гетеродинный частотомер можно использовать и в качестве источника высокостабильных колебаний, снимая высокочастотное напряжение с гнезда *Вход ВЧ*. Например, если надо откалибровать шкалу радиоприемника, то напряжение образцовой частоты подают на вход радиоприемника и настраивают его по нулевым биениям, создающимся на выходе.

Наконец, роль частотомера может выполнять радиоприемник, если его шкала хорошо откалибрована. Но исследуемые высокочастотные колебания должны быть модулированы колебаниями звуковой частоты, иначе они не будут услышаны. Измерить частоту немодулированных колебаний можно, дополнив приемник генератором, вырабатывающим колебания ПЧ. Такие гетеродины есть в аппаратуре радиолюбителей-коротковолновиков для приема телеграфных сигналов (см. «Радио», 1975, № 2, с. 60). Если колебания такого генератора подать на детектор приемника, а на вход приемника — немодулированные высокочастотные колебания и настроить на них приемник, то на детекторе будут одновременно присутствовать колебания ПЧ, возникшие в результате приема высокочастотных немодулированных колебаний, и колебания вспомогательного генератора тоже с частотой $f_{пр}$. Так как всякий детектор одновременно является и смесителем, то на его выходе возникнут разностные колебания звуковой частоты. Пройдя через усилитель НЧ приемника, они создадут в головке громкоговорителя свистящий звук, тон которого тем ниже, чем ближе частоты этих двух колебаний ПЧ. При равенстве частот возникнут нулевые биения, и тогда неизвестную частоту можно будет отсчитать по шкале радиоприемника. К сожалению, точность такого импровизированного частотомера невелика — шкала радиоприемника слишком груба для подобных измерений. Но есть выход: перед началом измерений отградуировать шкалу приемника по кварцевому калибратору.

Вообще кварцевый калибратор неплохо иметь в измерительной лаборатории. За счет большого числа гармоник он создает целую сетку очень стабильных и точных частот. Например, если основная частота кварцевого резонатора 100 кГц, то его гармоники хорошо слышны на радиоприемники до частот 20—30 МГц. Если шкала радиоприемника уже градуирована, например, по ГСС, то кварцевый калибратор позволит откалибровать ее по нулевым биениям с очень высокой точностью. И тогда приемник сможет выполнять функции гетеродинного частотомера, хотя, конечно, и не такого точного, как прибор Ч4-1.

С конструкциями любительских гетеродинного частотомера и кварцевого калибратора можно познакомиться, посмотрев журнал «Радио» (1974, № 3, с. 46; 1975, № 6, с. 60). Самодельный кварцевый калибратор, создающий сетку частот через 10 кГц, описан в книгах Ю. И. Грибанова «Измерения и приборы в радиолюбительской практике» (М.: Энергия, 1969) и А. М. Меерсона «Радиоизмерительная техника» (М.: Энергия, 1967), где на с. 315 приведена схема транзисторного гетеродинного частотомера. Наконец, можно смонтировать и прибор Ч4-1, если удастся разрешить проблему создания хорошего отсчетного устройства (схему этого прибора можно найти в любом справочнике по радиоизмерительным устройствам выпуска 1955—1970 гг.).

Теперь о самом, пожалуй, важном: как калибровать частотно-

измерительные приборы? Калибровки требуют даже кварцевые калибраторы, так как со временем собственная частота кварцевого резонатора несколько изменяется.

О калибровке измерителей колебаний звуковой частоты мы уже говорили. Что же касается частот радиодиапазона, то для калибровки этих приборов можно воспользоваться сигналами эталонных частот, передаваемых радиостанциями Государственной службы времени и частоты. Эти радиостанции передают сигналы несущих частот 2500, 5000, 10 000 и 15 000 кГц, выдерживая их с весьма высокой точностью. Правда, сложность калибровки по этим сигналам заключается в том, что можно услышать одновременно несколько сигналов, так как радиостанция, находящаяся в Москве, передает их на несущей частоте 10 000 кГц, радиостанция Иркутска — на несущей частоте 10 004 кГц, радиостанция в Новосибирске — на частоте 9996 кГц. Если слышны сигналы сразу всех трех радиостанций, это еще полбеды. Сложнее, если слышны две или одна из них. В этом случае надо ориентироваться по месту жительства и судить по громкости приема, учитывая, что радиостанции Москвы и Ташкента, а также Японии и США излучают сигналы на несущих частотах 2500, 5000, 10 000 и 15 000 кГц, радиостанция в Иркутске излучает несущую на 4 кГц выше, а радиостанция в Новосибирске — на 4 кГц ниже этих основных частот. Но все же лучше уловить момент, когда колебания всех трех частот принимаются одновременно, или понаблюдать за эфиром и принять сигналы в разное время, отметив все три на шкале приемника.

Отличить же эти радиостанции от других можно по характеру работы. Они работают в телеграфном режиме, через каждые 10, 20 или 30 мин передают свои позывные, а затем либо немодулированную несущую, либо сигналы времени в виде коротких ежесекундных посылок с частотой 10 Гц или просто ритмичные посылки, причем начало каждой минуты выделяется удлинением либо пропуском соответствующей посылки.

Калибровку гетеродинного частотомера по сигналам этих радиостанций производят следующим образом. Приемник настраивают на частоту радиостанции по нулевым биениям с помощью вспомогательного гетеродина. Если в это время радиостанция работает посылками, то сигнал вспомогательного гетеродина будет эти посылки как бы модулировать — они примут характер «морзянки». Приемник надо настраивать так, чтобы тон «морзянки» становился все ниже (пока не возникнут нулевые биения). После этого вспомогательный гетеродин можно выключить. Затем включают предварительно хорошо прогретый гетеродинный частотомер и очень слабо связывают его выход с антенной приемника (обычно для этого достаточно вставить в выходное гнездо частотомера короткий отрезок провода). Сигнал кварцевого генератора частотомера, попав на вход приемника, создаст на детекторе приемника сигнал ПЧ, который может несколько отличаться от сигнала, создаваемого радиостанцией. В результате в головке громкоговорителя возникнет звук, тон которого будет зависеть от разности частот радиостанции, принимаемой за эталон, и сигнала кварцевого генератора частотомера. Подстройкой частоты кварцевого генератора надо добиться нулевых биений. Затем вновь проверить настройку приемника на сигнал радиостанции с помощью вспомогательного гетеродина по нулевым биениям — это необходимо для повышения точности, так как за время регулировки кварцевого генератора настройка приемника могла измениться.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

С измерением параметров высокочастотного колебательного контура обычно приходится сталкиваться дважды: во время предварительного подбора его элементов и в работающем каскаде настраиваемого радиоаппарата. В обоих случаях чаще всего используют резонансные методы измерений.

Во время предварительного подбора элементов колебательного контура интересуются его резонансной частотой, необходимыми для получения этой частоты индуктивностью, емкостью и добротностью колебательного контура. Когда же исследуют работу контура в каскаде радиоаппарата, то прежде всего снимают его амплитудно-частотную характеристику, позволяющую определить полосу пропускания и избирательность каскада.

Предварительный подбор элементов колебательного контура производят при помощи куметра. Его несложно сделать из высокочас-

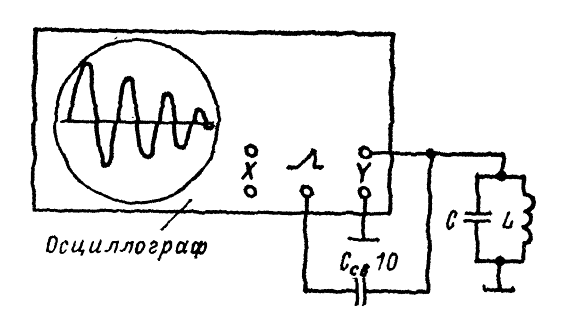


Рис. 33.

тотного генератора и электронного вольтметра (см. «Радио», 1974, № 12, с. 38).

Что такое добротность? Это параметр, характеризующий затухание колебательного процесса в контуре. Чем больше добротность, тем медленнее затухает в нем колебательный процесс.

Проделайте опыт по схеме, показанной на рис. 33. Импульс от генератора развертки осциллографа, продифференцированный (т. е. превращенный в короткий, с острой вершиной) конденсатором $C_{св}$, создает так называемое ударное возбуждение контура LC. За период развертки других импульсов на контур не поступает. И если выбрать достаточно медленную развертку, то на экране осциллографа можно увидеть изображение колебательного процесса. Причиной затухания являются потери, сопутствующие обмену энергией между конденсатором и катушкой индуктивности контура. Добротность Q контура и характеризует эти потери

Чтобы понять принцип измерения добротности, придется разобраться в некоторых теоретических основах электротехники. Начнем с того, что конденсатор, включенный в цепь переменного тока, представляет для этого тока определенное сопротивление, обозначаемое

X_C и равное:

$$X_C = \frac{1}{\omega C},$$

где C — емкость; ω — круговая частота.

Сопротивление X_C называется реактивным емкостным сопротивлением. Оно отличается от активного сопротивления R, в котором вся мощность, отдаваемая источником тока, превращается в тепло и расходуется на нагревание сопротивления. В случае же емкостного реактивного сопротивления X_C вся работа, совершаемая источником тока при заряде конденсатора, преобразуется в энергию электрического поля, а при разряде вся энергия без остатка возвращается в источник. Потому сопротивление и называют реактивным.

Как и активное, реактивное емкостное сопротивление оценивают в омах. Значение его зависит от емкости и частоты: чем больше емкость и частота, тем меньше сопротивление. Катушка индуктивности, включенная в цепь переменного тока, тоже обладает реактивным сопротивлением $X_L = \omega L = 2\pi f L$. Катушка с конденсатором образует колебательный контур.

Емкостное сопротивление X_C с ростом частоты f убывает, а индуктивное X_L, как видно из формулы, возрастает. При некоторой частоте f_0 эти сопротивления становятся равными $|X_L| = |X_C|$. Но они не только равны. В катушке индуктивности ток опережает на 90° ток источника, а в конденсаторе, наоборот, отстает на 90°. Это приводит к тому, что общее реактивное сопротивление контура на частоте f_0 равно нулю (речь идет о последовательном колебательном контуре). Частота f_0 является резонансной. Определить ее можно из условия

$$|X_L| = |X_C| \text{ или } \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}.$$

Решив это уравнение относительно угловой частоты $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ и вспомнив, что $\omega_0 = 2\pi f_0$, получим:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Но речь шла об идеальном колебательном контуре, элементы которого L и C обладали только реактивными сопротивлениями X_L и X_C. В реальном колебательном контуре они обладают еще и активным сопротивлением, в котором происходит уже необратимое поглощение энергии источника. Это и есть то самое сопротивление потерь, которое вызывает затухание колебательного процесса в контуре.

Откуда же берется активное сопротивление? Начнем с индуктивности, которую в реальном устройстве образует провод, свернутый в катушку. Всякий провод обладает активным сопротивлением. Вот вам одна из составляющих сопротивления потерь. Даже в том случае, если катушку намотать очень толстым проводом (чем больше диаметр провода, тем меньше его активное сопротивление), сопротивление потерь от этого существенно не снизится. Дело в том, что переменное магнитное поле тока высокой частоты вызывает внутри проводника противо-э. д. с., кроме того, в толще проводника возникают вихревые токи. В результате высокочастотный ток вытесняется

на поверхность проводника. Происходит как бы уменьшение площади поперечного сечения провода катушки и, следовательно, увеличение его активного сопротивления.

В диэлектрическом материале каркаса катушки, в магнитном сердечнике, в экране и прочих деталях конструкции контура тоже возникают различные явления, приводящие к потерям высокочастотного поля. Все эти потери так или иначе входят в состав активного сопротивления потерь катушки. Чем больше активное сопротивление R_L по отношению к реактивному индуктивному сопротивлению X_L, тем хуже добротность контурной катушки:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R}.$$

Это — основная формула добротности катушки индуктивности.

Таким образом, добротность катушек индуктивности зависит от многих факторов: высокочастотных свойств материалов, из которых она изготовлена, конструктивных размеров, частоты тока и индуктивности. От всех этих факторов добротность зависит не одинаково, потому что зависимость добротности от частоты не подчиняется линейному закону. Как правило, для каждой катушки конкретной конструкции имеется определенная частота, на которой добротность максимальна. Катушки с магнитными сердечниками состоят из меньшего числа витков, чем катушки той же индуктивности, но без сердечников. Они имеют меньшие размеры, и поэтому их добротность выше. Такие катушки обладают более сосредоточенным магнитным полем, благодаря чему уменьшается магнитная связь между катушками разных каскадов.

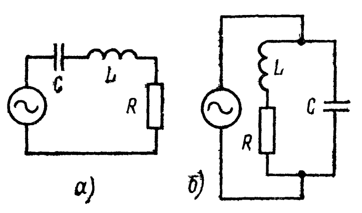


Рис. 34.

Конденсатор, включенный в колебательный контур, тоже характеризуется добротностью, так как и в нем происходят потери электромагнитной энергии. Но они, как правило, малы по сравнению с потерями в катушке индуктивности, поэтому без большой погрешности считают, что добротность колебательного контура определяется только добротностью его катушки.

Колебательный контур может быть последовательным или параллельным. В первом элементы L и C включены последовательно с источником высокочастотного тока (рис. 34, *а*). Полное сопротивление Z контура, обусловленное активным сопротивлением R и общим реактивным сопротивлением $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$, равно:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

При резонансе суммарное реактивное сопротивление равно нулю. В этот момент полное сопротивление последовательного колебательного контура минимально и носит чисто активный характер. В контуре устанавливается максимальный ток; напряжение на катушке

индуктивности и конденсаторе тоже максимально: $U_L = I_{к.рез}X_L$ и $U_C = I_{к.рез}X_C$. Это явление носит название резонанса напряжений. Во время резонанса на катушке индуктивности и конденсаторе напряжение больше напряжения источника в Q раз.

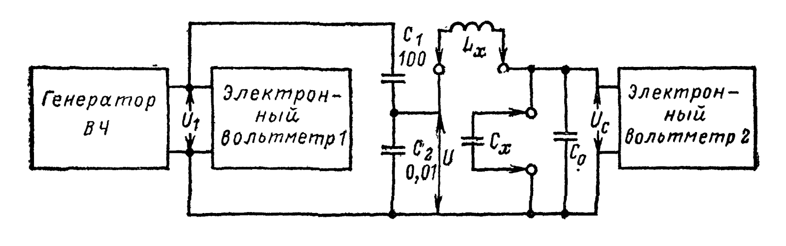


Рис. 35.

Для определения добротности контура или, что то же самое, катушки индуктивности надо в момент резонанса измерить высокочастотное напряжение U, поступающее на контур от источника (высокочастотного генератора), и напряжение U_C на одном из реактивных элементов контура, например, на конденсаторе C_0 (рис. 35). Тогда добротность контура $Q = U_C/U$.

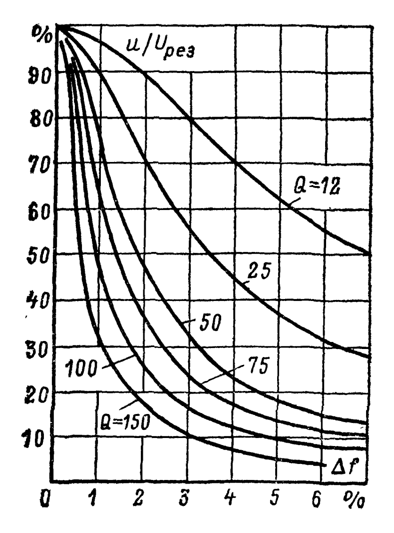


Рис. 36.

На практике не измеряют каждый раз напряжение U, а регулируют выходное напряжение U_1 высокочастотного генератора таким образом, чтобы электронный вольтметр всегда показывал одно и то же напряжение перед началом измерений (когда контур еще не настроен в резонанс). Тогда напряжение U, подаваемое на контур L_xC_0, будет всегда одинаковым, и показания электронного вольтметра *2*, измеряющего напряжение на образцовом конденсаторе C_0, можно будет отградуировать непосредственно в значениях Q.

Добротность контура характеризует резонансные свойства контура. На рис. 36 изображены резонансные характеристики контуров, обладающих разной добротностью. Они показывают, что ширина полосы пропускания $2\Delta f$ зависит от добротности контура: $2\Delta f = f_0/Q$.

За пределами полосы пропускания контур реагирует на подводимые к нему колебания тем слабее, чем выше его добротность.

Иными словами, селективность контура тем выше, чем лучше его добротность.

До сих пор мы рассматривали явления в последовательном колебательном контуре. На резонансной частоте он обладает минимальным сопротивлением. Такой контур применяют в качестве частотного фильтра, пропускающего только колебания с частотами, входящими в полосу пропускания. Когда же хотят получить обратную картину, то берут параллельный колебательный контур (см. рис. 34, *б*). В момент резонанса, когда реактивные сопротивления X_L и X_C равны, в нем наступает резонанс токов. Если бы контур был идеальным, т. е. не расходовал энергии на преодоление активного сопротивления, то в момент резонанса он не потреблял энергии от источника. Это значит, что для внешнего источника параллельный колебательный контур в момент резонанса обладал бы бесконечно большим сопротивлением. Но так как в реальном контуре имеются потери, то в момент резонанса он потребляет энергию от внешнего источника и сопротивление его в этот момент равно:

$$R_э = \frac{(\omega_0 L)^2}{R}.$$

Поскольку $\omega_0 L/R = Q$, то эту формулу можно написать в виде

$$R_э = \frac{(\omega_0 L)(\omega_0 L)}{R} = Q\omega_0 L.$$

Отсюда

$$Q = \frac{R_э}{\omega_0 L},$$

т. е. добротность параллельного колебательного контура показывает, во сколько раз активное сопротивление контура в момент резонанса больше реактивного, а значит, во сколько раз ток в контуре в момент резонанса превышает ток источника колебаний. Что же касается полосы пропускания, селективности и их зависимости от добротности, то для обоих видов колебательных контуров они одинаковы.

Предварительный подбор катушки индуктивности колебательного контура производят на куметре следующим образом. По принципиальной схеме каскада, в котором будет работать данная катушка индуктивности, определяют емкость контура. При этом учитывают, что в контур входит не только емкость его конденсатора, но и паразитная емкость монтажа, составляющая 5—20 пФ. В контур входят емкости, вносимые в него транзисторами: выходная емкость транзистора предыдущего каскада (обычно 15—25 пФ) и входная емкость транзистора, составляющая 25—50 пФ. Однако емкости транзисторов могут входить в общую емкость контура не полностью, например, когда используют неполное включение контура в выходную и входную цепи транзисторов. Это делают для того, чтобы избежать значительного шунтирования контура и уменьшения его добротности проводимостями цепей. Таким образом, кроме емкости конденсатора, в контур входит еще емкость около 40—60 пФ.

Определив емкость колебательного контура, в котором будет работать данная катушка индуктивности, устанавливают конденсатор C_0 куметра на эту емкость. Затем измеряемую катушку подключают к зажимам L_x, устанавливают на высокочастотном генераторе рабочую частоту контура и незначительным изменением этой частоты настраивают генератор в резонанс с измеряемым контуром.

Если резонансная частота окажется близкой к частоте, на которой контур будет работать в радиоаппарате, то можно считать, что индуктивность катушки подобрана правильно. На небольшое отклонение резонансной частоты контура куметра от рабочей частоты будущего контура можно не обращать внимания — ведь точная емкость будущего контура неизвестна. Но если резонансная частота контура куметра с данной катушкой далека от рабочей частоты будущего контура, то следует изменить индуктивность катушки, увеличив число ее витков при слишком высокой частоте контура куметра или, наоборот, уменьшив число витков при слишком низкой частоте. Изменять резонансную частоту контура можно также подстроечным сердечником катушки.

Кстати, куметр позволяет измерить индуктивность контурной катушки. Для этого надо прибавить к емкости конденсатора C_0 значение собственной емкости катушки (собственную емкость контурной катушки для многовитковой и многослойной катушки считают равной 10—20 пФ, а если она состоит всего из нескольких витков толстого провода, то ограничиваются емкостью 5—10 пФ), паразитную емкость проводов, соединяющих катушку с зажимами L_x (5—10 пФ), и, определив резонансную частоту по шкале высокочастотного генератора, вычислить индуктивность катушки по формуле

$$L_x = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f^2 C},$$

где L_x — индуктивность, мкГн; C — суммарная емкость, пФ; f — частота, кГц.

Куметр можно отградуировать так, чтобы индуктивность отсчитать непосредственно по шкале конденсатора C_0. Для этого измерения производят на определенной частоте f. Тогда индуктивность, необходимая для настройки контура в резонанс на данной частоте, будет определяться только емкостью контура, так как

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

Поэтому численные значения индуктивности можно нанести непосредственно на шкале конденсатора C_0, что и сделано в таких куметрах, как Е9-1, Е9-4 и др. Цену деления шкалы L_x определяют по таблице в зависимости от частоты, на которой производилось измерение индуктивности. Правда, измерения индуктивности производят не на рабочей частоте катушки, что вносит некоторую погрешность; кроме того, градуировку шкалы L_x выполняют для средней собственной емкости катушки C_L.

Куметром можно измерить и емкость C_L. Для этого контур сначала настраивают в резонанс на частоте f_1 и замечают значение емкости C_{01}. Затем увеличивают частоту генератора куметра точно вдвое, вновь настраивают контур в резонанс и определяют C_{02}. Собственную емкость катушки вычисляют по формуле

$$C_L = \frac{C_{01} - 4C_{02}}{3}.$$

Если не удается настроиться на частоту $f_2 = 2f_1$, то можно выбрать эту частоту произвольной, но тогда собственную емкость ка-

тушки определяют по более сложной формуле:

$$C_L = \frac{f_2^2 C_{02} - f_1^2 C_{01}}{f_2^2 - f_1^2}.$$

Когда нужная индуктивность подобрана, измеряют добротность катушки. Для этого устанавливают на генераторе рабочую частоту будущего контура, на шкале конденсатора C_0—ожидаемую полную емкость контура, и небольшим изменением частоты генератора добиваются настройки в резонанс. Эту операцию надо производить очень тщательно, так как малейшая неточность в определении резонанса отразится на точности измерения добротности (будет занижена). Кроме того, надо проследить за точностью установки входного напряжения на контуре куметра по шкале вольтметра. Не следует забывать и о предварительной установке нулей вольтметра.

Какую же добротность контурных катушек следует считать удовлетворительной? Это зависит от назначения будущего контура, от требований селективности, от необходимой полосы пропускания. Чем выше добротность контура, тем лучше селективность, но тем ýже полоса пропускания. Исходя из этих соображений и выбирают необходимую добротность. Но надо помнить, что измеренная на куметре добротность катушки всегда выше той, которой будет обладать контур с этой же катушкой в радиоаппарате, так как там контур будет шунтирован выходными и входными проводимостями транзисторов и другими элементами устройства. Поэтому если реальный контур должен обладать добротностью, например, 100, то добротность его катушки должна быть в 2—4 раза больше.

Куметром можно измерять небольшие емкости, определять добротность конденсаторов. Для таких измерений нужна образцовая катушка хорошей добротности и с соответствующей для данной частоты индуктивностью. Ее подключают к зажимам L_x, конденсатор C_0 устанавливают на максимальную емкость и изменением частоты генератора куметра настраивают образовавшийся контур в резонанс. После этого частота генератора должна оставаться неизменной. Затем к зажимам C_x подключают измеряемую емкость и регулировкой конденсатора C_0 вновь добиваются резонанса. Искомая емкость $C_x = C_{01} - C_{02}$. Если в процессе измерений заметить доброгности Q_1 и Q_2, соответствующие первой и второй настройкам контура в резонанс, то можно определить добротность измеряемого конденсатора:

$$Q_C = \frac{C_x (Q_1 - Q_2)}{C_{01} (Q_1 - Q_2)}.$$

Когда элементы контура подобраны на куметре, их устанавливают в каскад конструируемого аппарата. Правильность подбора выяснится при настройке каскада. Предварительный же подбор значительно облегчит процесс налаживания и настройки каскада, избавит от грубых ошибок.

ИЗМЕРЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЕ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Измерение параметров в процессе налаживания

Процесс налаживания усилителя НЧ слагается из двух этапов. Сначала добиваются нормальной работы отдельных каскадов и усилителя в целом, а затем измеряют его чувствительность, частотную

и амплитудную характеристики, коэффициент гармоник, уровень шумов и пр. Но, конечно, измерять параметры усилителя приходится не только на втором этапе. Да и первый этап — это тоже непрерывные измерения параметров отдельных каскадов усилителя, так как только измерения дают возможность выявить неисправности и места их возникновения, оценить работоспособность каскадов и всего усилителя.

Как известно, налаживание начинают с проверки монтажа. Затем устанавливают режимы транзисторов по постоянному току. Только после этого переходят к налаживанию усилителя по переменному току. Налаживание усилителя ведут от выхода ко входу. Первым налаживают выходной каскад. Предположим, что это двухтактный усилитель мощности (рис. 37, *а*), работающий в режиме класса В.

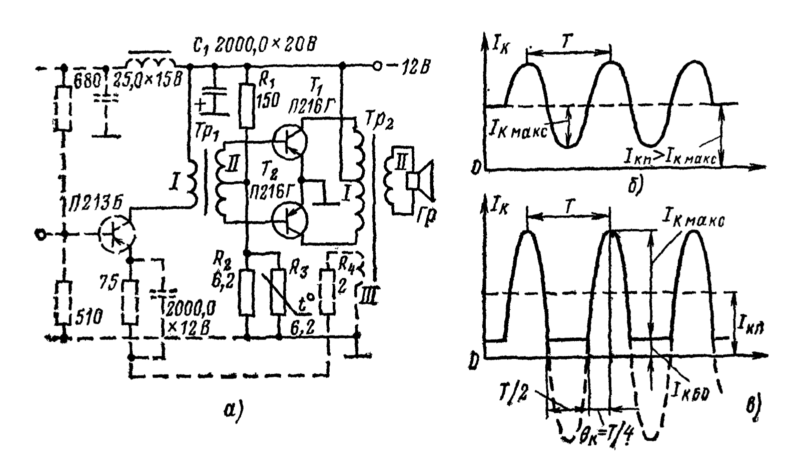


Рис. 37.

Чем отличается режим В от режима А? В режиме А токи через транзисторы протекают непрерывно в течение всего периода полезного сигнала (рис. 37, *б*). При этом коллекторный ток даже при отсутствии сигнала равен току покоя $I_{Кп} = I_{К0}$, причем этот ток должен быть больше амплитуды тока сигнала $I_{Кмакс}$ во избежание отсечки или значительных искажений сигнала. Поэтому к. п. д. каскада в режиме А в лучшем случае составляет 50%, в действительности еще меньше, так как при максимальном к. п. д. усиление происходит с большими нелинейными искажениями — ведь при этом используются нелинейные крайние участки характеристик транзисторов. Остальные 50% энергии источника питания расходуются на нагрев транзисторов и резисторов. Если же выбрать соответствующим образом смещения на базах транзисторов, то в двухтактном каскаде можно создать такой режим работы, при котором транзистор каждого его плеча работает только в течение половины периода изменения сигнала, а в течение другого полупериода оказывается

закрытым, т. е. транзисторы работают поочередно. Такой режим работы носит название режима В (рис. 37, *в*).

В режиме В постоянная составляющая коллекторного тока $I_{Кп}$ равна примерно одной трети амплитуды тока сигнала $I_{Кмакс}$, что и обусловливает более высокий к. п. д. каскада. Нелинейные искажения в таком режиме тоже сравнительно велики. Поэтому часто используют промежуточный режим АВ с меньшим к. п. д., но зато и с меньшими нелинейными искажениями. Напряжение смещения на базах транзисторов должно быть таким, чтобы в исходном состоянии транзисторы были закрыты, а при появлении даже очень слабого сигнала один из них открывался.

Как выбирать напряжение смещения? Вот тут и начинается налаживание каскада по переменному току.

Электронное устройство удобнее всего налаживать и настраивать покаскадно или отдельными блоками. Это позволяет изолировать налаживаемый каскад и тем самым исключить влияние на него цепей других, возможно неисправных каскадов. Но налаживаемый каскад не должен «почувствовать» этой изолированности. Для этого к его входу должен быть подключен генератор сигнала с выходным сопротивлением, равным выходному сопротивлению предыдущего отключенного каскада, а к выходу — индикатор выходного сигнала с входным сопротивлением, равным входному сопротивлению следующего за ним каскада. Естественно, речь идет о полных сопротивлениях — сопротивлениях переменному току, которые зависят от многих факторов: частоты и амплитуды сигнала, входных и выходных проводимостей транзисторов, наличия цепей обратных связей и пр. Поэтому проще их измерять, а не определять расчетным путем.

Делают это так. Измеряют напряжение U_1 на выходе исследуемого каскада при отключенной нагрузке по переменному току (например, при отключенном входе последующего каскада). Затем вместо нагрузки по переменному току к выходу каскада подключают резистор такого сопротивления R, чтобы показание вольтметра на выходе каскада оказалось равным $U_1/2$. Тогда выходное сопротивление каскада равно R. При таких измерениях на вход испытываемого каскада подают синусоидальный сигнал рабочей частоты и такой амплитуды, чтобы на выходе каскада сигнал не был искажен по форме, а его амплитуда соответствовала номинальной.

Источником испытательного сигнала является генератор звуковых частот (ЗГ). Сделать его несложно. Существует много радиолюбительских конструкций, систематически описываемых в журнале «Радио». Основное требование к генератору ЗГ — строгая синусоидальность формы генерируемых колебаний. Нелинейные искажения формы не должны превышать 0,5—0,7%. За ЗГ следует усилитель, пропускающий без искажений весь диапазон генерируемых частот примерно от 20—25 Гц до 20—200 кГц. На выходе усилителя установлен делитель, позволяющий уменьшать выходное напряжение во много десятков и сотен (а иногда и тысяч) раз. Чтобы определить выходное напряжение непосредственно в милливольтах, в конструкцию генератора вводят вольтметр, измеряющий напряжение на входе делителя. Тогда напряжение на выходе делителя будет равно показанию вольтметра с учетом коэффициента деления делителя. Например, если вольтметр показывает напряжение 1 В (градуировка вольтметра выполнена в среднеквадратичных значениях), а выходной

делитель установлен в положение деления 1 : 100, то напряжение на выходе генератора равно 1 В : 100=0,01 В, или 10 мВ.

Делители ЗГ промышленного изготовления проградуированы в децибелах. Децибел — это десятая часть бел — единицы, характеризующей отношение двух мощностей в виде их десятичного логарифма:

$$N_Б = \lg \frac{P_2}{P_1}.$$

Но бел слишком крупная величина для практических измерений. Поэтому применяют децибелы. Физическая природа сравниваемых мощностей может быть любой: электрической, акустической, механической, электромагнитной и т. п. А так как электромагнитную мощность можно выразить через ток и напряжение, то децибелы применяют и для характеристики отношения токов и напряжений. Но если отношение мощностей в децибелах

$$D_P = 10\lg \frac{P_2}{P_1},$$

то отношение токов и напряжений в децибелах

$$D_I = 20\lg \frac{I_2}{I_1} \text{ и } D_U = 20\lg \frac{U_2}{U_1}.$$

Поскольку децибел — единица логарифмическая, то «масштаб» выражения отношений тоже логарифмический, т. е. чем больше отношение, тем сильнее сжатие «масштаба». Вычислять децибелы можно, пользуясь формулами логарифмирования и таблицами логарифмов. Однако для практических расчетов достаточно значений, приведенных в табл. 3. Промежуточные значения легко получают следующим образом.

Таблица 3

Децибелы	Отношение I_2/I_1 и U_2/U_1	Децибелы	Отношение I_2/I_1 и U_2/U_1
2	1,259	20	10,00
3	1,413	25	17,78
4	1,585	30	31,62
5	1,778	35	56,23
6	1,995	40	100,00
7	2,239	45	177,8
8	2,512	50	316,2
9	2,818	55	562,3
10	3,162	60	1000,0

Пример 1: определить отношение напряжений для 18 дБ. Для этого, учитывая правила логарифмирования, имеем: 18 дБ=10 дБ+ +8 дБ. Из табл. 3 находим: 10 дБ=3,162, 8 дБ=2,512. Тогда 18 дБ соответствуют отношению 3,162·2,512=7,943.

Пример 2: найти отношение напряжений (или токов), соответствующее 110 дБ. Представим 110 дБ в виде суммы: 110 дБ=

$=50$ дБ$+50$ дБ$+10$ дБ. Следовательно, отношение $U_2/U_1=316{,}2\times\times316{,}2\cdot3{,}162\approx316\,200$.

Но в децибелах можно выражать не только превышение одного напряжения (или тока) над другим, но и ослабления напряжений (или токов). Именно так обстоит дело при пользовании выходным делителем ЗГ, градуированным в децибелах.

Таблица 4

Децибелы	Отношение I_1/I_2 и U_1/U_2	Децибелы	Отношение I_1/I_2 и U_1/U_2
—2	0,7943	—20	0,1000
—3	0,7079	—25	0,0562
—4	0,6310	—30	0,0316
—5	0,5623	—35	0,0178
—6	0,5012	—40	0,0100
—7	0,4467	—45	0,0056
—8	0,3981	—50	0,0032
—9	0,3548	—55	0,0018
—10	0,3162	—60	0,0010

Пользуясь табл. 4, можно легко подсчитать значение выходного напряжения в милливольтах при любом положении ручек выходного делителя генератора. Обычно таких ручек две: одна управляет делителем, создающим ослабление ступенями через 10 дБ, а другая — ступенями через 1 дБ. Тогда, если вольтметр показывает напряжение на входе делителя, например 10 В, а ручки делителей установлены в положения 20 и 5 дБ, то общее ослабление сигнала составляет $20+5=25$ дБ, а выходное напряжение на выходе делителя равно 10 В$\cdot0{,}0562=0{,}562$ В.

На первый взгляд градуировка выходного делителя в децибелах может показаться неудобной. Но познакомившись поближе с измерением частотных характеристик, селективности, шумов, фона и других параметров радиотехнических устройств, вы узнаете, что при этих измерениях важно не значение напряжения в вольтах или милливольтах, а уровень этих напряжений или токов по отношению к какому-то другому уровню. Вот тогда и пригодится градуировка, в которой отношения выражаются в децибелах.

Еще несколько слов об определении выходного напряжения ЗГ. Допустим, что при данном показании вольтметра и положения ручек делителей напряжение на выходе равно 0,562 В. Однако это будет соответствовать действительности только в том случае, если генератор нагружен на такое сопротивление, при котором проводилась его градуировка. Например, для звукового генератора ГЗ-2 (ЗГ-10) значение 0,562 В соответствует сопротивлению нагрузки 600 Ом. Как мы уже говорили, выходное сопротивление генератора при подключении ко входу налаживаемого блока должно соответствовать выходному сопротивлению отключаемого блока, которое не обязательно равно 600 Ом. Поэтому придется изменить выходное сопротивление генератора.

Многие генераторы промышленного изготовления позволяют изменять выходное сопротивление. У генератора ГЗ-2 выходное сопро-

тивление (кроме 600 Ом) можно сделать равным 50, 200 и 5000 Ом. Однако при этом показания вольтметра будут неверны и их надо корректировать: при положении переключателя выходного сопротивления 50 Ом надо умножить показания вольтметра на 0,289, при положении 200 Ом — на 0,576, при 5000 Ом — на 2,89. У генераторов, например, ГЗ-33 и ГЗ-34 пересчет показаний вольтметра при изменении выходного сопротивления можно произвести прямо на шкале вольтметра (по положению переключателя).

Вернемся теперь к налаживанию двухтактного выходного каскада усилителя НЧ, схема которого показана на рис. 37. Измерить выходное сопротивление каскада, в коллекторную цепь которого включена первичная обмотка трансформатора Tp_1, описаным выше способом сложно. Для этого надо отключить от каскада трансформатор и включить вместо него в коллекторную цепь активное сопротивление, равное полному сопротивлению первичной обмотки. А это в свою очередь требует расчета или измерения сопротивления, что тоже непросто.

Выходное сопротивление каскада определяется в основном выходным сопротивлением транзистора переменному току, так как резистор в эмиттерной цепи шунтирован конденсатором большой емкости.

В усилителе НЧ созданы две цепи обратной связи: по току за счет падения напряжения на резисторе R_4 и по напряжению за счет подачи части выходного напряжения с трансформатора Tp_2 в цепь эмиттера транзистора каскада предварительного усиления. Обратная связь по току увеличивает, а по напряжению уменьшает выходное сопротивление каскада. Поэтому нельзя сказать что-либо определенное о выходном сопротивлении каскада предварительного усиления без довольно сложного расчета. Лучше вначале хотя бы приблизительно определить работоспособность выходного каскада, а затем подключить каскад предварительного усиления и, измерив его входное сопротивление, подобрать соответствующее согласующее устройство между выходом ЗГ и входом каскада. Подключая ЗГ к первичной обмотке трансформатора Tp_1, примем ориентировочно выходное сопротивление предыдущего каскада в пределах 20—50 Ом и согласуем с ним выходное сопротивление генератора ЗГ.

К выходу налаживаемого каскада надо подключить вольтметр для измерения переменного напряжения и осциллограф. Однако входные сопротивления этих приборов много больше полного сопротивления звуковой катушки головки громкоговорителя. Поэтому на время налаживания, когда головку громкоговорителя отключают, к выходной обмотке трансформатора Tp_2 подключают нагрузочный резистор $R_н$ сопротивлением, равным полному сопротивлению звуковой катушки головки. Измерить полное сопротивление звуковой катушки можно тем же способом, что и входное сопротивление каскада.

Схема соединения измерительных приборов с налаживаемым выходным каскадом усилителя НЧ показана на рис. 38. Звуковой генератор настраивают на частоту 1000 Гц, а амплитуду его выходного напряжения устанавливают в пределах 2—3 В. При подаче питания на экране осциллографа возникает изображение синусоидального выходного сигнала. Рассматривая осциллограмму, можно определить, все ли благополучно в каскаде. Даже незначительные отклонения от синусоидальности сигнализируют о неисправностях: неправильно выбранном режиме транзисторов по постоянному току,

самовозбуждении усилителя, неисправности трансформаторов и т. п. Заметить искажение синусоидальности сигнала не просто. Удобнее работать с двухлучевым осциллографом: на экране одновременно возникают изображения входного и выходного сигналов. Сравнивая их, легче заметить небольшие искажения выходного сигнала. Увидеть одновременно входной и выходной сигналы можно и на экране

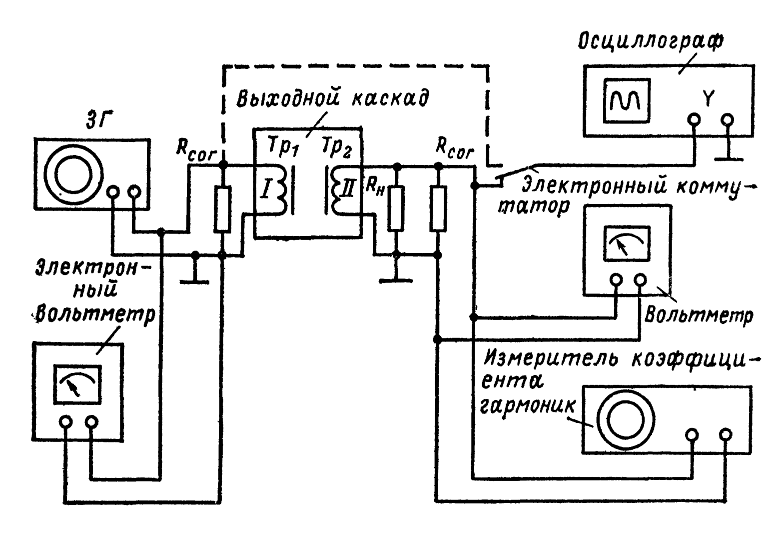


Рис. 38.

обычного однолучевого осциллографа, если применить электронный коммутатор — устройство, переключающее с большой частотой Y-вход осциллографа с входа на выход исследуемого каскада и обратно. Такой переключатель несложно сделать и самому (см. «Радио», 1974, № 6, с. 55; 1975, № 3, с. 52).

Предположим для начала, что никаких искажений выходного сигнала на осциллограмме не видно. Но это еще не значит, что выходной каскад работает совершенно нормально: заметить на экране осциллографа искажение формы сигнала менее 8—10% очень трудно. Поэтому желательно подключить к выходу усилителя измеритель коэффициента гармоник. Если значение коэффициента не превышает 4—5%, то можно переходить к налаживанию остальных каскадов усилителя. Если же коэффициент гармоник будет слишком большим, то прежде всего надо проверить, правильно ли выбран уровень входного испытательного сигнала. Для этого измеряют мощность каскада $P_{вых}=U^2/R_н$, где U — напряжение на сопротивлении нагрузки $R_н$.

Если вычисленная мощность окажется больше номинальной выходной мощности данного усилителя, т. е. той мощности, при которой все электрические параметры усилителя, в том числе и коэффициент гармоник, должны удовлетворять заданным требованиям, то

можно уменьшить напряжение входного испытательного сигнала и опять измерить искажения. Если они теперь окажутся не более заданных 4—5%, то, следовательно, вначале неправильно был выбран уровень испытательного сигнала и искажения вызваны перегрузкой каскада.

Теперь предположим, что осциллограмма имеет вид, показанный на рис. 39, *а*. Чем вызваны такие искажения? Неправильно выбранным напряжением смещения на базах транзисторов T_1 и T_2, в результате чего используются начальные нелинейные участки входных ха-

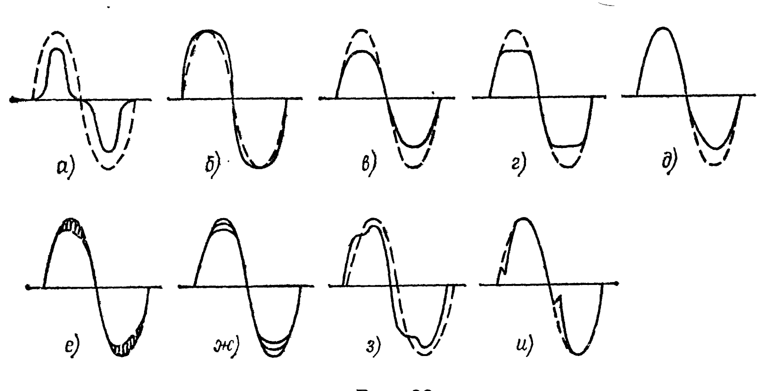


Рис. 39.

рактеристик транзисторов. Чтобы устранить эти искажения, называемые «ступенькой», надо несколько увеличить напряжение базового смещения подбором резистора R_1. Кстати, чаще всего двухтактные выходные каскады работают не в режиме В, а в промежуточном режиме АВ, который и характеризуется несколько увеличенным смещением на базах транзисторов. Но если установить слишком большое напряжение смещения, то при малом мгновенном напряжении входного сигнала каскад работает в режиме А, а по мере увеличения его мгновенного значения каскад переходит в режим АВ. При этом усиление каскада уменьшается и возникнут искажения, показанные на рис. 39, *б* (колоколообразная вершина синусоиды).

Если же смещение на базах транзисторов будет еще больше, то, кроме колоколообразной вершины синусоид, снизится еще и амплитуда (рис. 39, *в*), так как при амплитудных максимальных значениях усиливаемого сигнала транзисторы переходят почти в режим насыщения.

Осциллограмма, изображенная на рис. 39, *г*, характеризует ограничение сигнала по амплитуде. В этом случае прежде всего надо проверить, правильно ли выбран уровень входного испытательного сигнала. Для этого следует уменьшить напряжение на выходе ЗГ до тех пор, пока ограничения не прекратятся, и тогда измерить выходную мощность усилителя. Если она больше номинальной выходной мощности, которой должен обладать данный усилитель, то, возможно, ограничения происходят из-за слишком большого уровня входного сигнала. Но если измеренная мощность окажется много

меньше номинальной, то ограничения возникают из-за неисправностей в каскаде. Это может быть сниженная емкость конденсатора C_1 (см. рис. 37), неисправность источника питания, неправильно выбранный режим транзисторов по постоянному току, неисправность самих транзисторов. В том же случае, если транзисторы имеют неодинаковые коэффициенты передачи тока, то возможны искажения вида, показанного на рис. 39, *д*. Правда, подобные искажения могут возникнуть и при неравенстве числа витков в обмотках плеч трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ или замыкании витков в этих обмотках.

Осциллограмма, изображенная на рис. 39, *е*, свидетельствует о самовозбуждении каскада. Но не надо путать ее с осциллограммой рис. 39, *ж* — это не самовозбуждение, а накладка фона, т. е. пульсации выпрямленного напряжения при питании усилителя от сети переменного тока. Причиной повышенного фона может быть потеря емкости конденсаторами фильтра выпрямителя или влияние потока рассеяния трансформатора или дросселя блока питания на трансформаторы усилителя.

Осциллограммы, приведенные на рис. 39, *з*, *и*, указывают на искажения, возникающие в трансформаторе $Тр_2$. Первая из них — результат недостаточного сечения магнитопровода выходного трансформатора. При малой выходной мощности такой трансформатор работает нормально, но по мере увеличения уровня сигнала на входе каскада и, следовательно, амплитуды сигнала в первичной обмотке трансформатора $Тр_2$ магнитная индукция в магнитопроводе возрастает, и он достигает состояния насыщения.

Магнитная индукция зависит от частоты, на которую рассчитан трансформатор. С понижением частоты усиливаемого сигнала магнитная индукция в магнитопроводе трансформатора возрастает. Поэтому, если при сигнале частотой 1000 Гц (основная испытательная частота) нелинейные искажения не выходят за пределы нормы, то все равно надо проверить форму выходного сигнала на низкочастотном участке полосы пропускания усилителя, где условия работы трансформаторов тяжелее.

Осциллограмма, приведенная на рис. 39, *и*, возникает при слишком большой индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. Индуктивность рассеяния увеличивается с повышением частоты сигнала, поэтому надо проверить форму выходного сигнала на высокочастотном участке полосы пропускания усилителя. При этом надо иметь в виду, что гармонические искажения — это появление в выходном сигнале новых, более высокочастотных составляющих. Чтобы быть заметными на экране осциллографа, они должны находиться в пределах фактической полосы пропускания усилителя (не номинальной, а действительно воспроизводимой полосы частот, которая отличается от номинальной тем, что может быть неравномерной). Иначе эти составляющие не будут воспроизведены усилителем.

Частоту испытательного сигнала, на которой измеряют коэффициент гармоник, следует выбирать такой, чтобы хотя бы вторая гармоника прошла на выход усилителя без особого ослабления. Следовательно, измерять этот параметр надо при максимальной выходной мощности по крайней мере на трех частотах звукового диапазона: на крайних (20—100 Гц и 5—6 кГц) и на частоте 1000 Гц. На этих же частотах надо определить и коэффициент усиления каскада, что позволит судить о том, насколько равномерно усиление каскада в заданном диапазоне частот. Правда, об этом удобнее судить по амплитудно-частотной характеристике, но обычно такую характери-

стику снимают для всего усилителя, о чем будет рассказано ниже.

Коэффициент усиления K каскада показывает, во сколько раз переменное напряжение (ток или мощность) сигнала на выходе каскада больше вызвавшего его напряжения на входе каскада. Желательно, чтобы этот коэффициент был одинаков во всем диапазоне усиливаемых частот — только в этом случае усилитель не будет создавать частотных искажений усиливаемого сигнала. Зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемых колебаний — это частотная характеристика усилителя. В идеальном случае она должна представлять собой прямую линию в координатах $K(f)$. Фактически она больше похожа на кривую, особенно на концах частотного диапазона усилителя.

Коэффициент усиления определяют следующим образом. На ЗГ устанавливают частоту, на которой хотят измерить коэффициент усиления. Напряжение испытательного сигнала должно быть достаточно для получения номинальной выходной мощности усилителя. Измерив напряжения $U_{вх}$ и $U_{вых}$, определяют коэффициент усиления по напряжению

$$K_{н} = U_{вых}/U_{вх}.$$

Вначале измерения производят на частоте 1000 Гц. Затем ЗГ перестраивают на низкочастотный конец диапазона, устанавливают на входе каскада такое же входное напряжение сигнала $U_{вх}$, как и на частоте 1000 Гц, и измеряют выходное напряжение $U_{вых.н}$. Коэффициент усиления на чтой частоте можно и не вычислять, а определить изменение напряжения $U_{вых.н}$ по сравнению с напряжением $U_{вых\ 1000\ Гц}$, выразив это изменение в децибелах (с. 70). Такие же измерения производят и на высокочастотном конце диапазона. Отклонение выходного напряжения относительно уровня на частоте 1000 Гц не должно превышать ±3 дБ. В крайнем случае допускаются отклонения до ±6 дБ, но это уже существенное ухудшение параметров усилителя.

В двухтактном выходном каскаде по схеме на рис. 37, *а* основными причинами возникновения частотных искажений на низших частотах могут быть малая емкость конденсатора C_1, блокирующего источник питания, и недостаточная индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора. Появление частотных искажений на высокочастотном участке диапазона в большинстве случаев обусловлено низкой граничной частотой коэффициента передачи тока $f_{гр}$ транзисторов, а также большой индуктивностью рассеяния первичной обмотки выходного трансформатора. Например, если в таком усилителе работают транзисторы типа П4, у которых граничная частота коэффициента передачи составляет всего 5—6 кГц, то частотные искажения на высокочастотном участке больше 6 дБ («завал» высоких частот). Чтобы компенсировать снижение усиления колебаний высоких частот, в усилитель вводят различные обратные связи, например, между выходом двухтактного каскада и эмиттерной цепью каскада предварительного усиления (через резистор R_4 на рис. 37, *а*). Но, естественно, она будет действовать только при совместной работе обоих каскадов.

Каскад предварительного усиления, схема которого показана на рис. 37, *а* штриховыми линиями, тоже является мощным каскадом. Для его «раскачки» требуются еще один-два каскада предварительного усиления напряжения. Таким образом, к его входу будет под-

ключен выход маломощного каскада, выходное сопротивление которого надо рассчитать или измерить описанным выше способом. Поэтому, чтобы создать рабочие условия при измерениях, выход ЗГ надо подключить ко входу этого каскада через соответствующее согласующее устройство. Цепь отрицательной обратной связи следует временно исключить, для чего резистор R_4 отсоединить от обмотки *III* трансформатора $Тр_2$ и подключить к общему «заземленному» проводнику усилителя. Приборы, подключаемые к выходу двухтактного усилителя мощности, остаются прежними (см. рис. 38).

Звуковой генератор настраивают на частоту 1000 Гц, а выходное напряжение устанавливают таким, чтобы выходная мощность на нагрузке $R_н$ соответствовала номинальной. Если осциллограмма

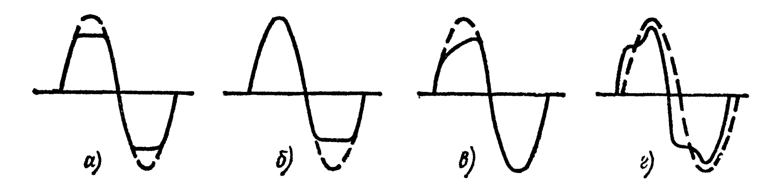


Рис. 40.

выходного напряжения нормальная, а коэффициент гармоник не превышает допустимого, то можно считать, что каскад предварительного усиления работает нормально. Если же гармонические искажения велики, причиной их появления может быть проверяемый каскад, поэтому осциллограф подключают к коллектору транзистора этого каскада и анализируют полученную осциллограмму (рис. 40).

Ограничение сигнала (рис. 40, *а*) в этом каскаде происходит в большинстве случаев из-за неправильного выбора режима транзистора по постоянному току. Ограничение может быть и несимметричным (рис. 40, *б*). Правильным выбором тока покоя транзистора иногда удается избавиться от искажений, показанных на рис. 40, *в*, возникающих в результате значительного подмагничивания магнитопровода трансформатора постоянным током коллектора транзистора. Если устранить такие искажения режимом транзистора не удается, то причиной может быть появление искажений другого вида или значительное падение усиления. Тогда в магнитопровод трансформатора $Тр_2$ следует ввести воздушный (немагнитный) зазор — проложить между наборами Ш-образных и замыкающих пластин бумажную или лакотканевую прокладку толщиной в несколько десятых миллиметра. Однако воздушный зазор обязательно уменьшит магнитную индукцию трансформатора, а это может привести к частотным искажениям на низкочастотном участке частотного диапазона усилителя. Компенсировать эти потери можно увеличением числа витков первичной обмотки трансформатора.

Если же индуктивность первичной обмотки трансформатора $Тр_1$ велика, то могут возникнуть искажения, изображенные на рис. 40, *г*. Если к этому добавляется еще и значительное подмагничивание магнитопровода, то искажения становятся комбинированными — несимметричными относительно горизонтальной оси. Устраняют их увеличением площади сечения магнитопровода трансформатора $Тр_1$.

Когда гармонические и другие искажения сигнала в предоконечном каскаде снижены до допустимых пределов, проверяют коэффициенты усиления в трех точках частотного диапазона. Причины появления частотных искажений в этом каскаде те же, что и в выходном.

Затем переходят к налаживанию маломощных каскадов предварительного усиления напряжения. Схема подключения к ним измерительных приборов показана на рис. 41. Мощные каскады усилителя лучше заменить их эквивалентом — резистором $R_{экв}$, имитирующим

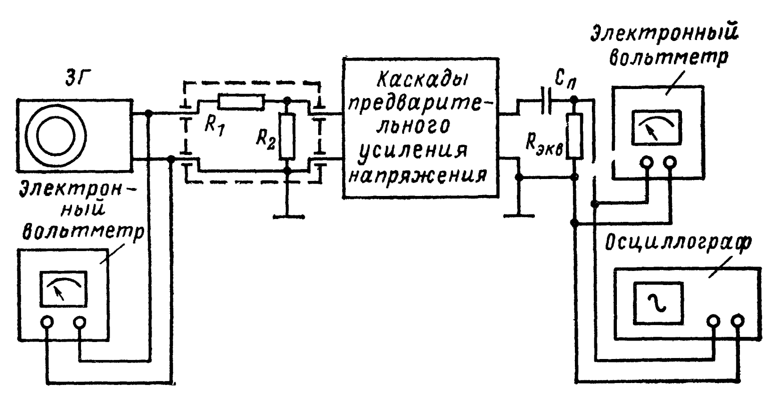


Рис. 41.

их входное сопротивление. Звуковой генератор подключают ко входу усилителя через согласующий резистор, соответствующий внутреннему сопротивлению источника сигнала звуковой частоты (микрофон, звукосниматель, выходное сопротивление детектора и т. п.). Выходное сопротивление ЗГ тоже выбирают соответствующим образом (если это предусмотрено конструкцией ЗГ).

Если усилитель обладает большой чувствительностью, то надо опасаться неприятностей двух видов. Во-первых, возбуждения из-за паразитной обратной связи между проводами измерительных приборов, подключаемых ко входу и выходу усилителя. Во-вторых, если эта связь и не приводит к самовозбуждению усилителя, то все равно она внесет значительные погрешности в результат изменения параметров, так как на входе усилителя будет не только напряжение сигнала ЗГ, но и паразитной обратной связи, а это значит, что фактическое напряжение на входе усилителя будет больше предполагаемого. Поэтому подключать приборы ко входу чувствительного усилителя лучше через аттенюатор — делитель с большим затуханием, например на 40 дБ, что соответствует делению в 100 раз. Его подключают непосредственно к входным зажимам (гнездам) усилителя, а провода измерительных приборов — к входу делителя. Тогда все паразитные наводки попадут на вход усилителя ослабленными в 100 раз, соответственно и эффективность их будет снижена. Правда, напряжение сигнала тоже будет уменьшено в 100 раз, но это легко компенсировать соответствующим увеличением выходного напряже-

ния ЗГ. Так, если на вход усилителя должно поступать номинальное напряжение 5 мВ, то при включении аттенюатора с затуханием 40 дБ выходное напряжение ЗГ надо установить равным 5·100=500 мВ.

Расчет аттенюатора, работающего в высокочастотных цепях, довольно сложен, так как приходится учитывать не только активные, но и реактивные сопротивления. Для колебаний звуковой частоты его можно рассчитывать как обычный оммический делитель. Впрочем, и в этом случае расчет его не прост: ведь параллельно резистору R_2 подключено входное сопротивление усилителя. Поэтому формула для расчета аттенюатора на заданное деление N сигнала принимает вид:

$$N=\frac{R_1+R_{2общ}}{R_{2общ}}, \text{ где } R_{2общ}=\frac{R_2 R_{вх}}{R_2+R_{вх}}.$$

Сопротивление $R_{вх}$ усилителя надо измерить описанным выше способом. Выбор же общего сопротивления аттенюатора надо сделать с учетом согласования с входным сопротивлением усилителя. Можно, конечно, попробовать обойтись и без входного делителя, тщательно экранируя все соединительные провода, подключаемые ко входу и выходу усилителя.

Когда все измерительные приборы подключены к каскадам предварительного усиления, поступают так же, как и при налаживании оконечных каскадов: проверяют форму сигнала на выходе на трех частотах диапазона. Надо сказать, что маломощные транзисторы каскадов предварительного усиления работают в режиме А с малой амплитудой переменной составляющей тока коллектора по сравнению с током покоя (с большим недоиспользованием по току и напряжению), поэтому гармонические искажения в таких каскадах практически отсутствуют. Проверка формы напряжения сигнала на выходе нужна лишь для контроля правильности установки режимов транзисторов по постоянному току и исправности самих транзисторов.

Если с формой сигнала все в порядке, то надо измерить коэффициент усиления каскадов. Для этого на их вход подают номинальное входное напряжение частотой 1000 Гц, электронным вольтметром измеряют напряжение на базах и коллекторах транзисторов и вычисляют коэффициенты усиления каскадов и всего предварительного усилителя. Если эти коэффициенты оказываются намного ниже нормы, то проверяют режимы транзисторов по постоянному току и качество конденсаторов, блокирующих резисторы в эмиттерных цепях транзисторов. Потеря емкости этими конденсаторами приводит к появлению в каскаде отрицательной обратной связи по току, что резко снижает его усиление.

Коэффициенты усиления надо определять и на краях частотного диапазона. И если усиление на низкочастотном и высокочастотном краях диапазона окажется значительно больше усиления на частоте 1000 Гц, это будет признаком возникновения частотно-зависимой отрицательной обратной связи из-за потери емкости конденсаторами в эмиттерных цепях транзисторов.

В последнее время наиболее широкое распространение получили бестрансформаторные усилители НЧ. Отсутствие выходного и межкаскадного трансформаторов — большое достоинство усилителей для малогабаритных и переносных конструкций. Кроме того, в них нет характерных «трансформаторных» искажений, поэтому качественные показатели таких усилитей часто очень хорошие.

Вариантов бестрансформаторных усилителей НЧ много, но принципы построения их сводят в основном к двум видам: с фазоинверсным каскадом предварительного усиления и с дополнительной симметрией. Схема усилителя первого вида показана на рис. 42, *а*. Транзистор T_1 обеспечивает получение сигналов разной полярности (рис. 42, *б*, *в*), которые через разделительные конденсаторы $C_{р1}$ и $C_{р2}$ поступают на базы транзисторов выходного каскада, включенных последовательно. Динамическая головка *Гр* подключена к точке соединения этих транзисторов через конденсатор C_2 большой емкости. Базовые токи выходных транзисторов устанавливают подбором резисторов R_3 и R_5 так, чтобы напряжение на коллекторах этих транзисторов равнялось $U_{пит}/2$. Поэтому при отсутствии входного сигна-

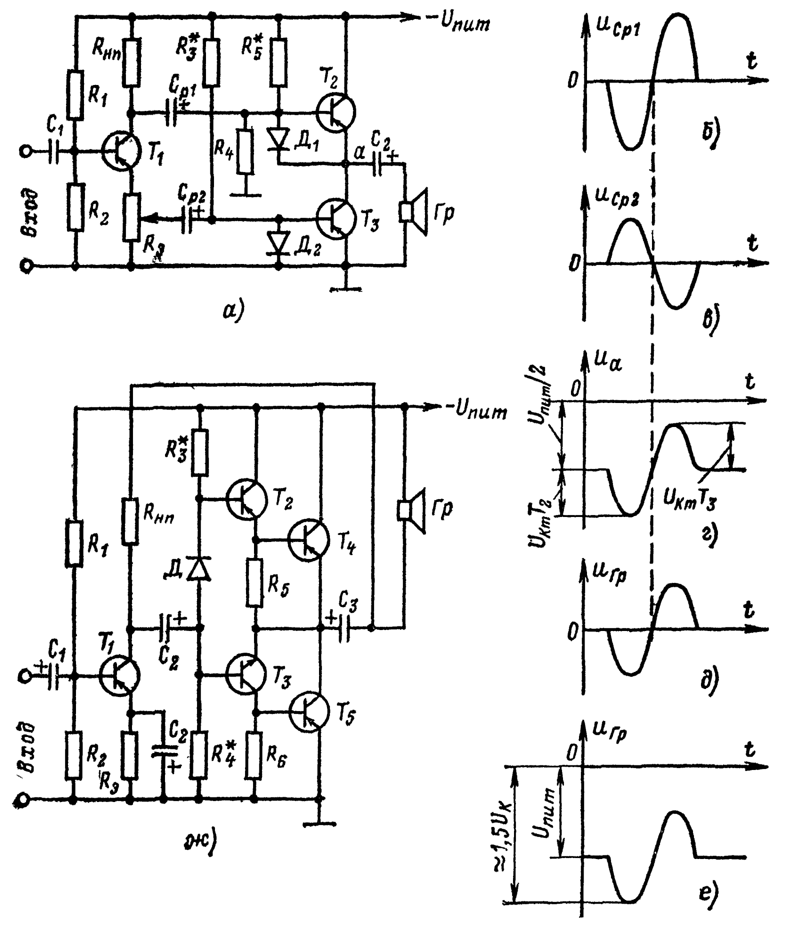


Рис. 42.

ла конденсатор C_2 заряжен до этого напряжения (рис. 42, *г*). При появлении на базе транзистора T_1 положительного полупериода усиливаемого сигнала ток транзистора T_2 увеличивается (так как в этот момент на коллекторе транзистора T_1 и базе транзистора T_2 отрицательный полупериод усиливаемого сигнала), следовательно, отрицательное напряжение на конденсаторе C_2 увеличивается до значения $U_{пит}/2+U_{KmT_2}$. Транзистор T_3 закрыт положительным полупериодом сигнала на его базе. Во время следующего полупериода усиливаемого сигнала, наоборот, открывается транзистор T_3 и закрывается T_2. В результате напряжение на головке громкоговорителя имеет форму, показанную на рис. 42, *д*.

Налаживание такого бестрансформаторного двухтактного выходного каскада усилителя начинают с установки режима по постоянному току. В коллекторную цепь транзистора T_2 включают миллиамперметр, а параллельно выводам коллектор — эмиттер транзистора T_3 — вольтметр. Подбором резистора R_3 устанавливают ток покоя транзисторов равным 1—2 мА, если эти транзисторы маломощные, или 20—30 мА, если транзисторы мощные. При этом вольтметр должен показать напряжение, равное $U_{пит}/2$. Если напряжение больше или, наоборот, меньше, его устанавливают соответствующим подбором резистора R_5.

Затем параллельно звуковой катушке головки включают осциллограф, на вход усилителя подают синусоидальный сигнал и проверяют симметричность выходного напряжения (рис. 42, *д*). Добиться симметричности, а значит, и необходимой амплитуды сигнала на базе транзистора T_3 можно подстроечным резистором $R_э$. Делать это лучше всего по минимуму показаний измерителя гармонических искажений, подключенного к динамической головке. Уровень гармонических искажений надо проверить также при малом и большом входных сигналах. Искажения при малом уровне сигнала возникают из-за нелинейности входных характеристик транзисторов T_2 и T_3, и если оии значительны, то надо попробовать увеличить ток покоя этих транзисторов подбором резистора R_3. Если же искажения возникают при большом уровне входного сигнала (но еще до появления ограничения по напряжению или из-за насыщения транзисторов), то следует подобрать транзисторы T_2 и T_3 с одинаковыми параметрами.

Уровень гармонических искажений проверяют и при изменении температуры окружающей среды. Термокомпенсация режима транзисторов T_2 и T_3 обеспечивается диодами $Д_1$ и $Д_2$, и она тем эффективнее, чем меньше обратное сопротивление этих диодов.

Далее снимают частотную характеристику выходного каскада. Завал на низших частотах обычно происходит из-за недостаточной емкости разделительных конденсаторов $C_{р1}$ и $C_{р2}$ или конденсатора C_2.

Надо иметь в виду, что для получения максимальной выходной мощности каскад на транзисторе T_1 должен обеспечивать верхнему (по схеме) плечу выходного каскада сигнал амплитудой около $0{,}45U_{пит}$. Если сигнал такой амплитуды получить не удастся, то можно попробовать подключить нагрузку $R_{н.п}$ к правой (по схеме) обкладке конденсатора C_2, а вывод головки — к минусовой шине питания (как в усилителе по схеме рис. 42, *ж*). В этом случае за счет перезаряда конденсатора C_2 в процессе работы на фазоинверсный каскад будет подано напряжение порядка $1{,}5U_{пит}$, а форма напряже-

ния на звуковой катушке головки примет вид, показанный на рис. 42, *в*.

Бестрансформаторный выходной каскад с дополнительной симметрией создает меньше гармонических искажений, чем предыдущий усилитель. Здесь сигнал с коллекторной нагрузки транзистора T_1 каскада предварительного усиления через разделительный конденсатор большой емкости C_2 поступает сразу на оба плеча выходного каскада. При положительных полупериодах усиливаемого сигнала работают транзисторы T_2 и T_4, при отрицательных — транзисторы T_3 и T_5. Усилитель с дополнительной симметрией требует более тщательного подбора пар транзисторов.

Налаживание такого усилителя начинают с подгонки режима транзисторов T_4 и T_5 по постоянному току. Для этого в их общую коллекторную цепь включают миллиамперметр и подбором резисторов R_3 и R_4 устанавливают в ней указанный выше ток покоя. Если окажется, что напряжение на участке эмиттер—коллектор транзистора T_4 меньше $U_{пит}/2$, то следует несколько увеличить сопротивление резистора R_3 и одновременно уменьшить сопротивление резистора R_4; при напряжении, большем, чем $U_{пит}/2$, надо поступить наоборот. Одновременно следует контролировать форму выходного напряжения (рис. 42, *е*) при помощи осциллографа и измерителя гармонических искажений; уменьшить гармонические искажения можно тщательным подбором резисторов R_3 и R_4 или параметров пар транзисторов выходного каскада.

Проверка усилителя на устойчивость

После раздельного налаживания каскадов связь между ними восстанавливают, соединяя каскады в единый усилитель НЧ. И тут усилитель может самовозбудиться — на экране осциллографа, подключенного к выходу усилителя (см. рис. 38), могут наблюдаться периодические колебания даже при отсутствии входного сигнала. Возможно также самовозбуждение только при входном сигнале. В этом случае осциллограмма имеет вид «бахромы» высокочастотного самовозбуждения на основном колебании (см. рис. 39, *е*). Частота самовозбуждения может быть равна частоте сигнала, и тогда форма основного колебания окажется сильно искаженной из-за больших ограничений в каскадах усиления. Наконец, усилитель может быть на пороге самовозбуждения — осциллограмма покажет некоторое искажение формы сигнала, а усиление по диапазону частот будет весьма неравномерным, так как на некоторых частотах начнется самовозбуждение и поэтому резко возрастет усиление.

Причины самовозбуждения — паразитные связи между различными участками и цепями усилителя. На низких частотах паразитные связи обычно идут через общий источник питания из-за пониженной емкости конденсаторов фильтров развязок, а на высоких частотах для возникновения самовозбуждения достаточна даже незначительная связь между двумя-тремя цепями. Такие связи могут быть положительными и отрицательными. Положительные, при которых напряжение обратной связи совпадает по фазе с усиливаемым сигналом, способствуют повышению усиления и тем самым приводят к самовозбуждению. Отрицательные обратные связи, фаза напряжения которых не совпадает с фазой полезного сигнала, приводят к снижению усиления, но это не значит, что отрицательная обратная

связь безвредна. Дело в том, что и положительные, и отрицательные обратные связи, как правило, частотно-зависимы: на одних частотах они могут не проявлять себя, а на других усиливаться. Тем самым они создают неравномерность усиления по частотному диапазону, т. е. частотная характеристика усилителя становится неравномерной. Обратные связи, кроме того, могут менять свою полярность — это тоже результат их зависимости от частоты. Отсюда все вытекающие неприятности, даже если дело и не доходит до самовозбуждения. Как положительные, так и отрицательные паразитные обратные связи вредны, поэтому выявление и устранение их — непременная задача в процессе налаживания усилителя.

Из сказанного выше следует, что даже при неискаженной форме синусоидального сигнала какой-либо одной частоты нельзя с уверенностью сказать, что усилитель не самовозбуждается. Убедиться в этом можно, лишь сняв его частотную характеристику при малом, среднем и максимальном усилении (о том, как снять частотную характеристику усилителя, мы уже упоминали; более подробно об этом будет рассказано ниже). Если форма частотной характеристики не зависит (или почти не зависит) от уровня усиления, то самовозбуждения в усилителе нет. Если же форма частотной характеристики значительно изменяется при регулировке усиления, на ней возникают пики и провалы, то это свидетельствует о самовозбуждении усилителя на некоторых частотах, может быть даже находящихся за пределами частотного диапазона усилителя (например, на ультразвуковых частотах). В таком случае надо выявить цепи и детали, являющиеся причиной паразитных наводок.

Таких цепей в усилителе может быть несколько. Например, если в усилителе имеется микрофонный трансформатор, чрезвычайно чувствительный ко всякого рода паразитным наводкам, то естествено предположить, что именно он является «приемником» сигнала обратной связи. Для проверки следует замкнуть накоротко его вторичную обмотку — самовозбуждение должно прекратиться (если этот трансформатор был причиной самовозбуждения). Если в усилителе есть еще хотя бы одна цепь паразитной наводки, то замыкание вторичной обмотки микрофонного трансформатора в лучшем случае уменьшит интенсивность самовозбуждения или изменит ее частоту. На экране осциллографа этого можно не заметить и решить, что трансформатор непричастен к возникновению самовозбуждения, и ошибочно исключить его из сферы поисков других причин.

Чтобы не совершать подобных ошибок, нужно измерить напряжение паразитных наводок в различных точках усилителя. При этом рассуждают следующим образом. Основной источник паразитного сигнала — мощный каскад усилителя. Если его отключить, то, как правило, самовозбуждения каскадов предварительного усиления не происходит. Мощный выходной каскад сам по себе тоже не самовозбуждается. Самовозбуждение усилителя наступает лишь тогда, когда часть напряжения с выхода усилителя каким-то путем попадает на вход каскадов предварительного усиления. Поэтому выходной каскад отключают от каскадов предварительного усиления, на его вход подают сигнал от ЗГ, а выход нагружают эквивалентом нагрузки (рис. 43). Выход предварительных каскадов усилителя нагружают на резистор, эквивалентный входному сопротивлению отключенного мощного выходного каскада. Включают питание усилителя, регулировкой выходного сигнала ЗГ устанавливают номинальную мощность каскада и измеряют электронным вольтметром напряжение

паразитных наводок в различных участках усилителя: на входе первого каскада и входах других каскадов предварительного усиления. на элементах развязок и т. п. Одновременно изменяют частоту ЗГ, чтобы выяснить, как это изменение отражается на уровне наводок, и тем самым выявляют частоту, наиболее «опасную» в отношении самовозбуждения.

Такие измерения подскажут, где следует искать причину паразитной связи. Например, при замыкании накоротко вторичной об-

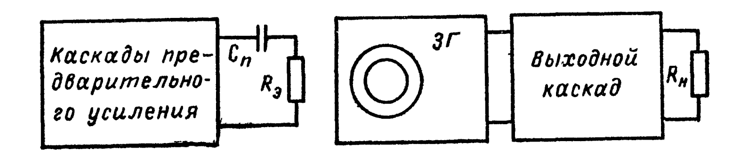


Рис. 43.

мотки входного трансформатора сразу снижается уровень паразитных наводок, это свидетельствует о «виновности» трансформатора. Таким способом можно отыскать все цепи паразитных наводок и количественно оценить влияние каждой. Но, к сожалению, добиться полного устранения наводок обычно не удается, малый же уровень (в пределах до 10% минимального уровня полезного сигнала) не вызывает самовозбуждения и даже не сказывается на форме частотной характеристики усилителя.

Измерение параметров усилителя

К параметрам усилителя НЧ относятся: выходная мощность, частотная и амплитудная характеристики, чувствительность, уровень шумов и гармонические искажения. Для переносных транзисторных усилителей имеет значение зависимость этих параметров от изменения напряжения питания, а также от температуры окружающей среды, хотя для проведения такого испытания нужна термокамера, что вряд ли реально в любительских условиях — разве что в качестве камеры холода использовать домашний холодильник, а в качестве камеры тепла предварительно прогретую и охлажденную до заданной температуры (+50° С) духовку газовой или электрической кухонной плиты.

Частотная характеристика усилителя показывает зависимость коэффициента усиления K от частоты f сигнала, поданного на вход усилителя. Это один из важнейших параметров, так как если $K(f)$ неравномерна, т. е. не представляет собой прямую линию (рис. 44, *а*), то усилитель будет по-разному усиливать сигналы разных частот и тем самым вносить частотные искажения, весьма заметные и неприятные. Правда, частотная характеристика реального усилителя никогда не бывает абсолютно прямолинейной, на ней есть подъемы и провалы, причем часто эти неравномерности в усилении создаются искусственно, чтобы компенсировать неравномерность частотных характеристик головок громкоговорителей, неравномерность модуляции

высокочастотного сигнала, завалы частотной характеристики магнитных лент при звукозаписи и т. п. Таким образом, не всегда надо стремиться к идеальной линейности частотной характеристики, но в любом случае ее неравномерность должна находиться в определенных пределах. Эти пределы обычно задаются в децибелах относительно исходного уровня, которым принято считать усиление сигнала

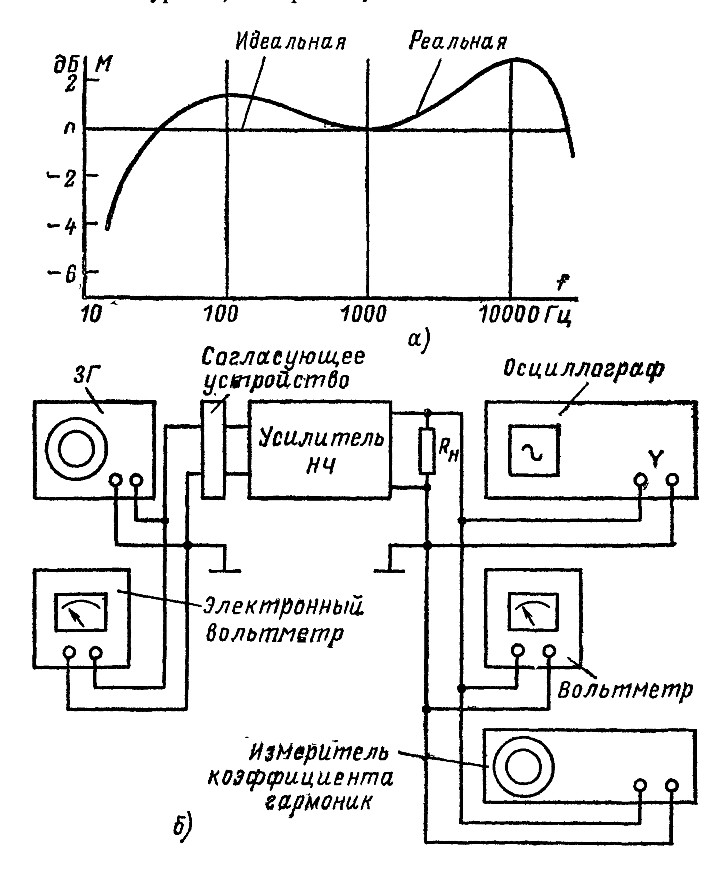


Рис. 44.

частотой 1000 Гц. В соответствии с этим по вертикальной оси характеристики чаще всего откладывают значение не коэффициента усиления, равного отношению $U_{вых}/U_{вх}$, а коэффициента частотных искажений в децибелах, равного

$$M = 20 \lg \frac{K_0}{K_f},$$

где K_0 — коэффициент усиления по напряжению на частоте 1000 Гц ($K_0 = U_{вых}/U_{вх}$ на частоте 1000 Гц); K_f — коэффициент усиления по напряжению на данной частоте f.

Таким образом, коэффициент частотных искажений M показывает, на сколько децибел усиления на данной частоте отличается от усиления на частоте 1000 Гц. Как уже было отмечено, допустимые пределы такого отличия зависят от конкретного назначения усилителя. Если, например, преследуется цель обеспечить возможно более равномерное усиление по диапазону, то считают, что коэффициент частотных искажений $M = 3$ дБ вполне допустим. Вообще же в радиотехнике неравномерность в 3 дБ (т. е. в 1,41 раза) считается небольшой и вполне допустимой погрешностью.

Соединения приборов для снятия частотной характеристики усилителя показаны на рис. 44, *б*. Кстати, это основная схема соединения приборов с усилителем для измерения вообще всех основных параметров. Особое внимание надо уделить согласованию выхода ЗГ со входом усилителя. К выходу усилителя надо подключить эквивалент нагрузки, равный полному сопротивлению звуковой катушки головки громкоговорителя (или магнитной головки, если испытывается усилитель магнитофона). Вообще же желательнее производить испытания усилителя с той нагрузкой, с которой он будет работать.

При определении частотной характеристики усилителя очень важно правильно выбрать уровень входного сигнала. И чтобы не допустить при этом ошибки, надо предварительно измерить его чувствительность и гармонические искажения.

Чувствительность — это наименьшее напряжение входного сигнала, обеспечивающее усилителю номинальную выходную мощность, т. е. такую мощность, при которой гармонические искажения не превышают заданного значения. Здесь существует определенная взаимосвязь параметров усилителя, поэтому поступают следующим образом: регулятор громкости устанавливают на максимальное усиление, ЗГ настраивают на частоту 1000 Гц, постепенно увеличивают его выходное напряжение и одновременно измеряют коэффициент гармоник (измерителем гармонических искажений или, в крайнем случае, по осциллограмме). Как только коэффициент гармоник достигает заданного максимального значения, измеряют напряжение на входе $U_{вх}$ и выходе $U_{вых}$ усилителя и определяют номинальную выходную мощность на нагрузке ($R_н$): $P_н = U^2_{вых}/R_н$. Напряжение $U_{вх}$ и будет характеризовать чувствительность усилителя при данной номинальной выходной мощности $P_н$.

Входное напряжение $U_{вх}$ можно измерять любым электронным вольтметром, а выходное напряжение $U_{вых}$ желательно измерять вольтметром, детектор которого реагирует на среднеквадратичное значение напряжения. Объясняется это тем, что на входе усилителя форма сигнала строго синусоидальна (коэффициент гармоник сигнала на выходе ЗГ обычно не превышает 0,3—0,5%), а вот на выходе усилителя при номинальной мощности коэффициент гармоник может достигать 5% и более, что дает уже заметную погрешность градуировки вольтметра с пиковым детектором — его показания будут занижены. Кстати, если пользоваться измерителем гармонических искажений, то надо помнить, что его вольтметр чувствителен к среднеквадратичному значению измеряемого напряжения. Поэтому можно воспользоваться его вольтметром для измерения напряжения $U_{вых}$.

Кроме номинальной выходной мощности усилителя, иногда опре-

деляют так называемую максимальную выходную мощность $P_{макс}$ — мощность, при которой коэффициент гармоник равен 10%.

Итак, допустим, номинальное входное напряжение $U_{вх.н}$ измерено. Очевидно, что это то максимальное напряжение, которое может оказаться на входе усилителя в реальных условиях. Уровень входного сигнала при определении частотной характеристики усилителя выбирают $0{,}5U_{вх.н}$. Поступают так исходя из следующих соображений. Если принять уровень испытательного сигнала равным $U_{вх.н}$, то наверняка придется столкнуться с некоторыми ограничениями по максимуму в каскадах усилителя, с насыщением магнитопровода выходного трансформатора и т. п., а ведь именно по этим причинам возрастают гармонические искажения. Все это повлияет на форму частотной характеристики, исказит ее по сравнению с характеристикой при работе усилителя с меньшими уровнями входного сигнала.

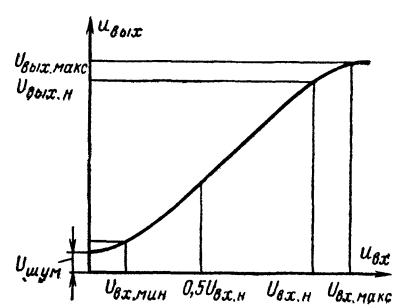


Рис. 45.

С другой стороны, если выбрать очень малый уровень испытательного сигнала, то начнут сказываться нелинейные начальные участки характеристик транзисторов выходного каскада, напряжения шумов, паразитных наводок, что тоже исказит форму частотной характеристики. Поэтому и выбирают «золотую середину» — $0{,}5U_{вх.н}$, что, кстати, соответствует тому уровню входного сигнала, который наиболее вероятен в рабочих условиях.

Если уж заговорили о возможных уровнях входного сигнала, то попутно можно определить и амплитудную характеристику усилителя на частоте 1000 Гц. Для этого устанавливают входное напряжение $U_{вх}=1{,}5U_{вх.н}$ и измеряют и записывают соответствующее ему напряжение $U_{вых}$ на выходе усилителя. Затем уменьшают входное напряжение (делителем на выходе ЗГ), вновь измеряют выходное напряжение усилителя, и так до минимально возможного напряжения входного сигнала (уровня, при котором сигнал на выходе менее чем на 3 дБ, т. е. примерно в 1,5 раза, превышает шумы усилителя). Результаты измерений позволяют построить амплитудную характеристику усилителя (рис. 45) — график зависимости его выходного напряжения от входного синусоидального напряжения. Масштаб оси $U_{вх}$ лучше брать логарифмическим, так как входное напряжение изменяется в больших пределах — от милливольт до десятых долей вольта. Конечно, желательно, чтобы эта характеристика была возможно линейнее, хотя в некоторых случаях необходимы усилители с определенной формой амплитудной характеристики, например с логарифмической зависимостью усиления. Для обычных усилителей НЧ допустимы небольшие отклонения от линейности, особенно в области минимальных и максимальных входных напряжений.

Определяя частотную характеристику усилителя, уровень входного сигнала устанавливают равным $0{,}5U_{вх.н}$. Измеряют и записывают выходное напряжение на частоте 1000 Гц. Это напряжение будет

нулевым уровнем. Затем частоту ЗГ последовательно изменяют сначала в сторону уменьшения, затем в сторону увеличения, поддерживая уровень его выходного напряжения строго неизменным и равным $0{,}5U_{вх.н}$. Для каждой частоты записывают соответствующее выходное напряжение. Рекомендуется устанавливать на ЗГ следующие частоты: 16; 18; 20; 22,4; 25; 28; 31,5; 35,5; 40; 45; 50; 56; 63; 71; 80; 90; 100; 112; 125; 140; 160; 180; 200; 224; 250; 280; 315; 355; 400; 450; 500; 560; 630; 710; 800; 900; 1120; 1250; 1400; 1600; 1800; 2000; 2240; 2500; 2800; 3150; 3550; 4000; 4500; 5000; 5600; 6300; 7100; 8000; 9000; 10 000; 11 200; 12 500; 14 000; 16 000 Гц. Если при построении графика частотной характеристики частотный масштаб взять логарифмическим, то указанные частоты образуют сетку с равными расстояниями между клетками — это очень удобно для построения. Поскольку напряжение входного сигнала в процессе измерения неизменно, то точки значения выходного напряжения, нанесенные на график в координатах $U_{вых}(f)$, покажут зависимость коэффициента усиления $K=\dfrac{U_{вых}}{U_{вх}}$ от частоты f. Это и есть частотная характеристика (см. рис. 44, *а*). Можно построить частотную характеристику и в значениях коэффициента частотных искажений

$$M = 20\lg\frac{U_{вых1000}}{U_{вых f}}.$$

Если ЗГ имеет градуировку выходных делителей в децибелах, то такую частотную характеристику можно получить и без вычислений: замечают показания вольтметра на выходе усилителя, а затем для каждой из частот устанавливают делителем такое выходное напряжение ЗГ, при котором отклонение стрелки вольтметра остается неизменным. Тогда коэффициент частотных искажений в децибелах для данной частоты будет равен изменению выходного напряжения ЗГ. Например, если при сигнале частотой 1000 Гц для отклонения стрелки вольтметра на некоторый угол при уровне входного сигнала $U_{вх}=0{,}5U_{вх.н}$ делитель ЗГ был установлен в положение 24 дБ, а при переходе на частоту 4000 Гц для такого же отклонения стрелки вольтметра на выходе усилителя делитель генератора пришлось поставить в положение 27 дБ, на этой частоте мы имеем подъем частотной характеристики усилителя на 27—24=3 дБ относительно уровня на частоте 1000 Гц. Но не надо забывать, что при перестройке ЗГ с одной частоты на другую его выходное напряжение может изменяться, поэтому надо следить (по встроенному вольтметру генератора), чтобы напряжение на входе делителя на частоте 4000 Гц было точно таким же, как и при сигнале частотой 1000 Гц.

Как видите, выходной делитель, градуированный в децибелах, весьма удобная вещь. Если ЗГ не имеет такого делителя, его можно сделать самостоятельно и применять в виде отдельного блока, включая между выходом генератора и согласующим устройством на входе усилителя. Одна из возможных любительских конструкций такого делителя описана в брошюре Н. М. Панина «Переменные аттенюаторы и их применение» (М.: Энергия, 1971).

Вернемся к измерению частотной характеристики усилителя. Описанный метод определения ее по точкам при помощи ЗГ и вольтметров обеспечивает высокую точность, но он трудоемок и длителен. А между тем необходимость снятия частотной характеристики часто возникает в процессе налаживания усилителя главным образом из-за

неполадок в нем. И делать это приходится неоднократно, чтобы выяснить влияние на ее форму тех или иных схемных изменений усилителя, замены деталей и т. п. Представляете, сколько все это требует времени. Поэтому-то и были разработаны другие методы измерения частотной характеристики, которые хотя и обеспечивают меньшую точность, но очень удобны в процессе налаживания или поверочных работ.

Наиболее распространен осциллографический метод, при котором частотная характеристика усилителя получается на экране осциллографа в привычных координатах $K(f)$. Процесс снятия характеристики происходит непрерывно, поэтому любые регулировки усилителя тут же отражаются на экране осциллографа.

Идея осциллографирования частотной характеристики состоит в следующем. Представьте, что на вход испытываемого усилителя поступает частотно-модулированное напряжение, т. е. напряжение синусоидальной формы, частота которого непрерывно изменяется, например от 20 Гц до 20 кГц. Как только частота возрастет до высокочастотного края этого диапазона, она скачком уменьшается до низкочастотного конца диапазона и вновь плавно увеличится. Если это изменение частоты происходит синхронно с движением луча по горизонтальной оси осциллографической трубки, то ось развертки осциллографа превращается в ось частот, причем каждой точке этой оси соответствует вполне определенная частота напряжения на входе испытываемого усилителя. Чтобы было именно так, перемещение луча по экрану трубки и изменение частоты на входе усилителя должно создаваться одним и тем же пилообразным напряжением развертки осциллографа.

При изменении частоты сигнала на входе усилителя на его выходе появляется тоже изменяющееся напряжение, причем амплитуда его в каждый момент времени зависит от частоты входного сигнала. Происходит то же самое, что и при определении частотной характеристики по точкам при помощи ЗГ: данной частоте генератора соответствует определенная амплитуда сигнала на выходе усилителя, характеризующая коэффициент усилителя. Если на другой частоте усиление имеет другое значение, то соответственно изменится и амплитуда сигнала на выходе усилителя и т. п. При осциллографическом методе измерения характеристики изменение частоты входного сигнала происходит непрерывно, поэтому и изменение амплитуды сигнала на выходе усилителя также непрерывно отражает значения коэффициента усиления. И если этот сигнал с выхода усилителя подать на вход усилителя вертикального отклонения луча осциллографа (рис. 46), то на экране трубки вертикальное отклонение луча будет пропорционально коэффициенту усиления исследуемого усилителя. А так как отклонение луча по горизонтали происходит синхронно с изменением частоты сигнала на входе испытываемого усилителя, то на экране осциллографа возникнет изображение частотной характеристики этого усилителя $K(f)$.

Итак, для получения на экране осциллографа изображения частотной характеристики надо подать на вход исследуемого усилителя частотно-модулированное напряжение, управляемое пилообразным напряжением развертки осциллографа. Такой сигнал получают с помощью ЧМ генератора, в простейшем виде представляющего собой транзисторный (или ламповый) автогенератор, в колебательный контур которого вместо конденсатора включен полупроводниковый диод. Известно, что емкость *p-n* перехода полупроводникового диода зави-

сит от приложенного к нему напряжения. Подавая на него пилообразное напряжение развертки, тем самым будем плавно изменять емкость колебательного контура генератора, а значит, и частоту генерируемых колебаний, создавая синхронное изменение частоты и движения луча по экрану осциллографа.

Конечно, на практике дело обстоит сложнее. Начнем с того, что не так просто обеспечить перестройку контура генератора от нескольких герц до десятка и больше килогерц. Поэтому применяют метод биений: ЧМ колебания частотой 100—200 кГц поступают в смеси-

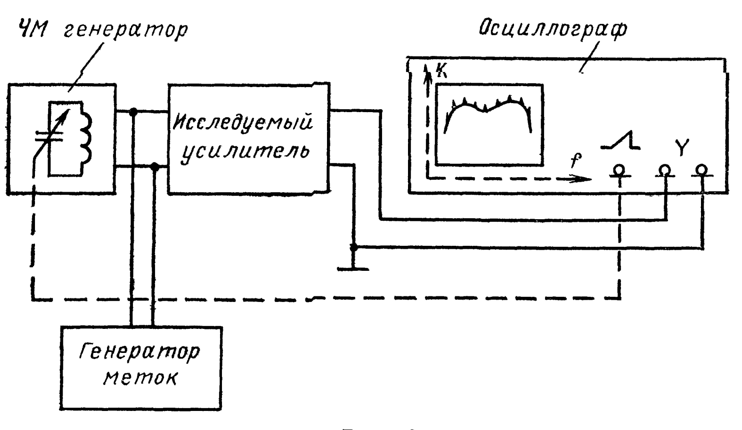


Рис. 46.

тель, где смешиваются с колебаниями генератора фиксированной частоты, в результате чего на выходе смесителя возникают ЧМ колебания нужного диапазона частот — как разность частот фиксированного и ЧМ генераторов. Вторая сложность — необходимость медленного изменения частоты колебаний, подаваемых на вход испытываемого усилителя, а значит, и малой скорости развертки луча по горизонтали, так как при большой скорости изменения частоты (например, частота входного напряжения изменяется от «края до края» 25—50 раз в секунду) в усилителе не успевают прекращаться переходные процессы. В результате форма частотной характеристики искажается и тем значительнее, чем быстрее происходит изменение частоты входного сигнала. Поэтому цикл изменения частоты должен быть длительным — несколько секунд. Это вызывает необходимость применения специальной осциллографической трубки с длительным послесвечением. Если же для этой цели воспользоваться обычной осциллографической трубкой, то на ее экране будет видна не кривая частотной характеристики усилителя, а медленно движущееся светящееся пятно.

Кроме того, определенные трудности вызывает градуировка частотной оси осциллограммы. В некоторых конструкциях применяют внутренние частотные метки, вырабатываемые высокостабильным кварцевым генератором. Колебания от такого генератора поступают

на вход смесителя, и в момент, когда частота ЧМ колебаний совпадает с частотой (или гармониками) генератора меток, на выходе смесителя возникают биения, которые, будучи поданными в канал вертикального отклонения луча осциллографа, создают на экране всплеск. Таким образом, осциллограмма частотной характеристики размечается всплесками, расстояние между которыми строго определено по частоте (например, через 1 кГц). Это дает возможность определить частоту в любой точке характеристики (см. рис. 46). Такую метку можно создать сигналом внешнего ЗГ: изменением его частоты метку можно переместить в любую точку осциллограммы и тем самым с высокой точностью определить ее частотный параметр.

В некоторых конструкциях используют специальные генераторы развертки с остановкой луча в заданной точке осциллограммы на 1—2 с. Остановка луча означает, что в этой точке частота ЧМ генератора в течение этого времени будет неизменной, и в этот момент ее автоматически измеряет электронный частотомер с очень высокой точностью. Перемещая точку остановки луча по осциллограмме, можно измерить частоту любого участка характеристики.

Осциллографический метод измерения частотной характеристики завоевал всеобщее признание. Для таких измерений промышленность выпускает приборы, называемые измерителями частотных характеристик, рассчитанные на различные диапазоны частот. Их, в частности, используют для настройки и исследования широкополосных резонансных усилителей в телевидении и в радиоприемных устройствах (о таких приборах мы еще будем говорить). Для измерения частотных характеристик низкочастотных усилителей промышленностью выпускаются приборы Х1-22, Х1-36 и др. Такие приборы объединяют в себе специальный осциллографический блок, ЧМ генератор и устаройство для частотной маркировки осциллограммы. Существуют и любительские конструкции низкочастотных генераторов качающейся частоты (ГКЧ) (см. «Радио», 1974, № 3, с. 52, 53).

Осциллографический измеритель частотных характеристик — очень удобный прибор, но не всегда он под руками. Между тем есть еще один осциллографический метод определения частотных характеристик усилительных устройств. Он не позволяет получать количественные данные о частотной характеристике усилителя, т. е. оценить в децибелах подъем и провал в характеристике на конкретных частотах, но зато дает возможность иметь общее представление о частотных искажениях в данном усилителе.

Этот метод — испытание усилителя прямоугольными импульсами. Прямоугольный импульс содержит в себе спектр частотных составляющих: основную частоту (она совпадает с частотой следования импульсов) и ряд частотных составляющих, хорошо выраженных по крайней мере до десятой гармоники. Если подать на вход усилителя прямоугольные импульсы с частотой следования 50 Гц (обычно для этих целей используют не прямоугольные импульсы одной полярности, а прямоугольное напряжение — так называемый «меандр»), то это будет равносильно подаче на вход усилителя набора частот от 50 до 500—1000 Гц. Если подать импульсы с частотой следования 1 кГц, то диапазон испытательных частот расширится по крайней мере до 10—15 кГц.

Подключив к выходу усилителя осциллограф, на его экране получим изображение испытательного импульса. Оно будет неискаженным только в том случае, если все частотные составляющие импульса пройдут через усилитель неискаженными, т. е. не испытают ни час-

тотных (амплитудных), ни фазовых искажений. Об этом мы уже говорили, когда рассматривали прохождение импульсов через усилители вертикального отклонения луча осциллографов (см. с. 35). Если импульс на выходе усилителя имеет такую же форму, как на входе, то все в порядке (такое сравнение удобно производить при помощи двухлучевого осциллографа или однолучевого, но с электронным коммутатором). Если же форма импульса на выходе искажена, то по характеру искажения можно определить неисправность усилителя. Чувствительность этого метода даже к незначительным искажениям достаточно высокая.

Расшифровка импульсных осциллограмм при таком методе испытаний усилителя основана на следующем правиле: искажения горизонтальных вершин прямоугольного импульса (искривление и наклон) связаны с низкочастотными искажениями сигнала в цепях усилителя, а искажения фронтов импульсов (закругление и растягивание) — с высокочастотными искажениями. Происходит так потому, что различные участки усилителя представляют собой для импульсов цепи двух видов: дифференцирующие и интегрирующие.

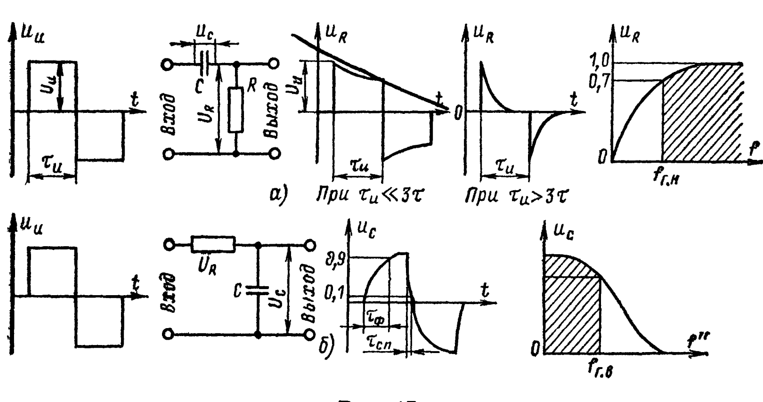


Рис. 47.

Взгляните на рис. 47, *а*: не напоминают ли вам конденсатор *C* и резистор *R* цепочку межкаскадной связи? Конденсатор *C* — переходный, а резистор *R* — это общее сопротивление базовой цепи последующего усилительного каскада. Как через такую *RC*-цепочку проходит прямоугольный импульс? В момент появления фронта импульса конденсатор *C*, до этого разрядившийся, начинает заряжаться. Однако заряд не может произойти мгновенно, поскольку заряд конденсатора означает существование между его обкладками электрического поля, которое не может измениться мгновенно, ибо обладает энергией. Поэтому в первый момент после появления фронта импульса напряжение U_C на этом конденсаторе равно нулю и ток заряда зависит только от сопротивления резистора *R*: $I_з = U_и/R$. Следовательно, на резисторе *R* в этот момент возникнет скачок напряжения

$$U_R = I_з R = \frac{U_и}{R} R = U_и.$$

Однако уже в следующий момент на конденсаторе C появится некоторое напряжение U_C и ток разряда будет определяться выражением $I_з=U_и-U_C/R$, т. е. начнет уменьшаться. Поэтому напряжение U_R на резисторе R тоже начнет уменьшаться, а это приведет к искажению вершины импульса на выходе цепочки. Искажение будет тем значительнее, чем меньше емкость конденсатора C, так как чем меньше емкость, тем быстрее происходит процесс заряда, тем интенсивнее спадает ток заряда, тем круче наклон вершины импульса. Все это определяется не только емкостью конденсатора C, но и сопротивлением резистора R, поэтому способность цепочки пропускать через себя импульсное напряжение характеризуют параметром $\tau=RC$, называемым постоянной времени. Математически можно доказать, что за время $t=3RC=3\tau$ конденсатор зарядится примерно до 0,95 максимального напряжения источника.

Теперь посмотрим, как постоянная времени характеризует искажение формы импульса, проходящего через RC-цепочку. Как следует из сказанного ранее, импульс обязательно претерпевает искажения, но тем меньшие, чем больше постоянная времени цепочки. Действительно, если длительность импульса $\tau_и$ много меньше трех постоянных времени цепочки ($\tau_и \ll 3\tau$), то за время импульса напряжение U_C на конденсаторе не успевает существенно измениться, а значит, и вершина импульса почти не исказится. Но если постоянная времени соизмерима с длительностью импульса или даже меньше ее, то RC-цепочка превращается в дифференцирующую, значительно искажающую вершину импульса или даже превращающую его в два остроконечных импульса (дифференцирует его). Строго говоря, любая RC-цепочка, у которой выходное напряжение снимают с резистора, является дифференцирующей, но если для данного импульса выдерживается соотношение $\tau_и \ll 3\tau$, то такую цепочку следует считать переходной.

Форма вершины определяется в основном низкочастотными составляющими спектра прямоугольного импульса: основной частотой, полупериод которой равен длительности импульса $\tau_и$, и ближайшими низкочастотными гармониками. Именно для этих составляющих постоянная времени τ цепочки близка к своему критическому значению. А для более высокочастотных составляющих, определяющих форму фронта и спада импульса, постоянная времени много больше их периодов. Если изобразить частотную характеристику цепочки графически (на рис. 47, *а* — справа), то она покажет, что колебания высоких частот проходят через дифференцирующую цепочку без ослаблений, а вот низкочастотные колебания ослабляются тем сильнее, чем меньше их частота. Поэтому говорят, что дифференцирующая цепочка является фильтром верхних частот («прозрачна» для них), и характеризуют ее граничной нижней частотой $f_{г.н}$ по уровню — 3 дБ (0,707).

Если же RC-цепочка построена так, что выходное напряжение снимается с ее конденсатора (рис. 47, *б*), то прохождение через нее прямоугольного импульса будет иным. В момент появления импульса на входе цепочки напряжение U_C равно нулю и по мере заряда конденсатора начинает увеличиваться. Очевидно, что чем меньше постоянная времени RC, тем интенсивнее будет этот заряд, хотя фронт импульса все равно будет «испорчен»: вместо мгновенного нарастания выходного напряжения фронт получит длительность $\tau_ф$. То же будет и со спадом импульса, так как в этот момент происходит разряд конденсатора со скоростью, зависящей от постоянной времени

RC. А вот с вершиной импульса все будет благополучно: за время $3RC$ конденсатор зарядится полностью (точнее до 95%) и дальнейшего изменения напряжения U_C практически уже не будет в течение всей длительности импульса. Поэтому такая цепочка, называемая интегрирующей, хорошо пропускает низкие частоты спектра импульса, для которых ее постоянная времени очень мала, и не пропускает высокие частоты, для которых ее τ соизмерима с периодом колебаний. Интегрирующая цепочка является фильтром нижних частот. В усилителях НЧ такие цепочки создают завал колебаний высших частот.

Таким образом, по форме фронта и вершины прямоугольных импульсов можно судить о равномерности усиления колебаний различных частот, т. е. составить представление о равномерности частотной характеристики испытываемого или налаживаемого усилите-

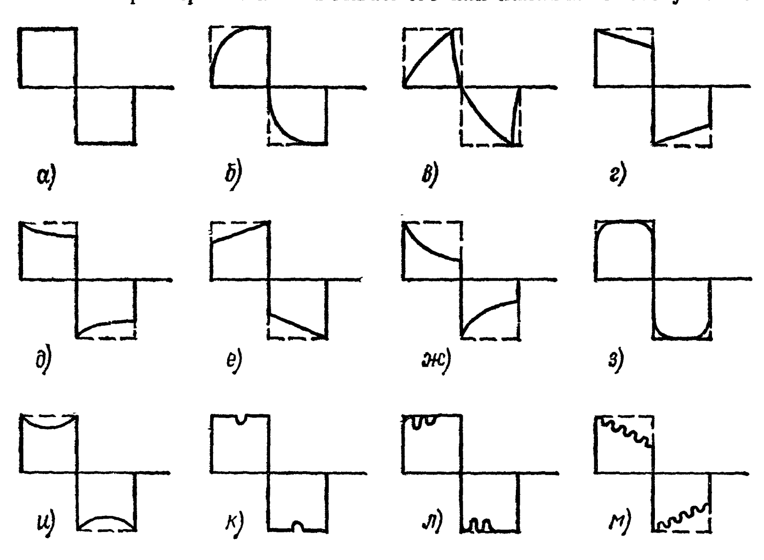


Рис. 48.

ля. Следует заметить, что этот метод испытания позволяет выявлять даже небольшие неравномерности усиления колебаний различных частот, паразитную генерацию, фон переменного тока и прочие искажения. Надо только иметь в виду, что на практике в усилителе может быть одновременно несколько видов искажений, и поэтому осциллограмма испытательного прямоугольного импульса окажется достаточно сложной.

Рассмотрим для примера наиболее типичные осциллограммы, изображенные на рис. 48. На первой из них (рис. 48, *а*) показана форма испытательного прямоугольного напряжения, подаваемого на вход усилителя. В идеальном случае форма этого напряжения на выходе усилителя должна быть такой же. Однако она будет искажена уже хотя бы потому, что усилитель вертикального отклонения луча осциллографа тоже вносит некоторые частотные искажения. Поэто-

му перед началом испытаний надо проверить усилитель осциллографа — подать на его вход испытательное прямоугольное напряжение и зарисовать форму импульсов. Именно эта форма и будет тем эталоном, с которым следует сравнивать форму импульсов на выходе испытываемого усилителя НЧ. Но если осциллограф двухлучевой (или с электронным коммутатором), то процесс исследования упрощается.

На рис. 48, *б* представлена осциллограмма, свидетельствующая об ослаблении усиления колебаний наиболее высоких частот. Это, так сказать, классический случай — фронт импульса растянулся, и расшифровка такой осциллограммы не представляет сложностей. А вот следующая осциллограмма (рис. 48, *в*) сложнее. Что она означает? Это тоже результат ослабления усиления колебаний высоких частот, но значительно большего: фронт импульса настолько удлинился, что занял весь полупериод. Осциллограмма на рис. 48, *г* характеризует уже знакомый случай искажения прямоугольного импульса при ослаблении усиления сигналов низких частот. Следующая осциллограмма (рис. 48, *д*) свидетельствует о снижении усиления колебаний не только низких, но и средних частот. А вот осциллограммы на рис. 48, *е*, *ж* говорят, наоборот, о подъеме усиления на низких частотах.

Осциллограмма, изображенная на рис. 48, *з*, получается в том случае, когда мала постоянная времени одной из переходных цепочек между каскадами усилителя. Осциллограмма рис. 48, *и* характеризует подъем усиления на высоких частотах. Если же в усилителе происходит ослабление усиления в каком-то узком диапазоне средних или низких частот, то на горизонтальной вершине импульса видна впадина (рис. 48, *к*). Наконец, последние две осциллограммы (рис. 48, *л*, *м*) свидетельствуют о наличии в усилителе резонирующих цепей и паразитных колебаний, частоты которых выше верхней граничной частоты испытываемого усилителя.

Как получить напряжение прямоугольной формы? Вообще-то сформировать симметричные прямоугольные импульсы хорошей формы, т. е. с очень малой длительностью фронтов (доли микросекунды) и горизонтальной плоской вершиной не просто. К тому же надо обеспечить возможность изменения частоты этих импульсов от 50 Гц до 1—2 кГц. В промышленных генераторах импульсов обычно используют мультивибраторы или другие релаксационные генераторы, из-за чего приборы получаются сложными. В любительских конструкциях импульсное напряжение обычно формируется из синусоидального, получаемого от ЗГ. Такое формирование можно осуществить, например, при помощи ограничителей (см. «Радио», 1971, № 1, с. 57).

Итак, предположим, измерены частотная и амплитудная характеристики усилителя, его чувствительность, номинальная и максимальная выходные мощности, коэффициент гармоник. Остается определить уровень собственных шумов.

Если к выходу усилителя подключить милливольтметр, то окажется, что даже в отсутствие сигнала на входе усилителя на его выходе имеется некоторое переменное напряжение. С помощью чувствительного низкочастотного осциллографа можно даже «увидеть» это напряжение: хаотические всплески, обрывки каких-то колебаний и т. п. Это — шумы, вызывающие в головке громкоговорителя шуршание, потрескивание или какие-нибудь другие звуки. При малом усилении они почти незаметны, а вот при большом могут внести зна-

чительные искажения. А если усилитель предназначен для усиления сигналов, в которых особенно важна их форма, например сигналов телеметрии, то значительные шумы вообще недопустимы.

Шумы есть в любом усилителе, так как появляются в результате случайных, чаще всего тепловых процессов. Основную долю в создание шума вносят транзисторы, особенно транзистор первого каскада, потому что его шум усиливается всеми остальными каскадами. Транзистор «шумит» тем сильнее, чем больше напряжение и ток коллектора. Поэтому надо по возможности обеспечить облегченный режим работы транзистора, но, конечно, не до такой степени, чтобы резко снижался его коэффициент передачи тока. Шум зависит и от обратного тока коллектора, поэтому надо проверить, не превышает ли он нормы для данного транзистора.

Шумы усилительного устройства характеризуются их уровнем — отношением напряжения шумов $U_ш$ к номинальному напряжению полезного сигнала $U_н$ на выходе усилителя. Уровень шума принято выражать в децибелах:

$$N_ш = 20 \lg \frac{U_ш}{U_н} .$$

Так как напряжение шумов всегда несинусоидально, то для измерения их уровня пользуются милливольтметром с среднеквадратичным детектором (см. с. 28). В крайнем случае можно измерить напряжение шумов и обычным милливольтметром с пиковым детектором, но его показания, вероятно, будут несколько больше действительного напряжения шума. Усилитель при измерениях должен быть в рабочем режиме: сначала измеряют его номинальное выходное напряжение (см. с. 73), затем отключают ЗГ и вместо него ко входу усилителя подключают резистор, сопротивление которого равно выходному сопротивлению этого генератора.

Форму шумов желательно контролировать по осциллографу. Это особенно важно при испытании усилителя с питанием от сети переменного тока: в случае плохой фильтрации выпрямленного напряжения вольтметр на выходе усилителя будет измерять не шумы, а главным образом напряжение фона переменного тока. На осциллографе это будет отчетливо видно: фон переменного тока выглядит как синусоида с частотой 50 или 100 Гц (в зависимости от выпрямителя). Если обнаружен повышенный уровень фона переменного тока, то нужно принять меры для его уменьшения.

ИЗМЕРЕНИЯ В РЕЗОНАНСНОМ УСИЛИТЕЛЕ ВЧ

Параметры усилителя

В современных приемных устройствах усиление радиосигнала происходит сначала в тракте ВЧ на частоте принимаемого сигнала, а затем на промежуточной частоте. В подавляющем большинстве случаев усилители ВЧ и ПЧ должны обладать селективными свойствами — обеспечивать выделение сигналов заданной частоты и подавление сигналов всех других частот. Именно в этом важнейшая особенность резонансных усилителей, и оценивается она селективностью (в децибелах) при заданной расстройке от частоты, на которую настроен усилитель.

Селективность — это способность устройства выделять сигналы заданной частоты из совокупности сигналов всех других частот. Применительно к усилителям это означает, что коэффициент усиления на частоте настройки (часто ее называют резонансной) максимален, в то время как на других частотах очень незначителен. Селективность Se оценивается отношением коэффициента усиления на резонансной частоте $K_{рез}$ к коэффициенту K_f на другой частоте:

$$Se = \frac{K_{рез}}{K_f} \text{ или } Se_{[дБ]} = 20 \lg \frac{K_{рез}}{K_f}.$$

В идеальном случае коэффициент K_f должен быть равен нулю, однако в действительности усилитель не обладает бесконечно большой селективностью, он усиливает и «посторонние» сигналы. Естественно, усиление их тем меньше, чем дальше они отстоят по частоте от резонансной частоты $f_{рез}$, на которой коэффициент усиления максимален. Это «расстояние по частоте» называют расстройкой $\Delta f = f_{рез} - f$ или $\Delta f = f - f_{рез}$ и чаще всего ее определяют в процентах:

$$\Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100\%.$$

Чем больше расстройка, т. е. чем дальше частота f отстоит от резонансной частоты $f_{рез}$, тем большей селективностью обладает усилитель. Посмотрите на рис. 36, на котором показаны резонансные кривые колебательного контура: напряжение на контуре тем меньше, чем больше расстройка. А ведь селективные свойства усилителей создаются именно колебательными контурами. Правда, в последнее время для этой цели все чаще используют пьезокерамические фильтры, но в основе их работы также лежат колебательные процессы, которые характеризуются подобными же кривыми.

Селективность колебательного контура определяется его добротностью:

$$Se = \sqrt{1 + \left(\frac{Q_э}{50} \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100\right)^2}.$$

В этой формуле, где значение частоты надо подставлять в килогерцах, учитывается не добротность Q колебательного контура, измеренная куметром, а так называемая эквивалентная добротность $Q_э$, в 2—4 раза меньшая, чем Q (см. с. 67).

Расстройка по частоте зависит от назначения усилителя, т. е. от того, на каких частотах усилитель должен обладать максимальной селективностью. Например усилитель ПЧ должен обеспечить селективность относительно сигналов с частотами, отличающимися от резонансной частоты (от номинального значения ПЧ, например, 465 кГц) на ±10 кГц, — это так называемая селективность по соседнему каналу, так как согласно международным соглашениям соседние радиовещательные станции диапазонов ДВ, СВ и КВ отстоят по частоте друг от друга на 10 кГц (впрочем, в действительности они нередко располагаются и ближе, особенно в диапазоне КВ). Это означает, что коэффициент усиления на частоте, отстоящей на $\Delta f = \pm 10$ кГц от значения номинальной промежуточной, должен быть по крайней мере на 20 дБ меньше коэффициента усиления на ПЧ. Причем 20 дБ — наименьшая селективность, достаточная лишь для

радиовещательных приемников IV класса, для приемников высшего класса она должна достигать 60 дБ, а у профессиональных приемников — 100 дБ и более.

Для усилителей ВЧ, т. е. усилителей принимаемой радиочастоты, важна селективность не по соседнему каналу, а по так называемому зеркальному каналу — на частотах, отстоящих от резонансной на двойное значение ПЧ: $\Delta f = \pm 2 \cdot 465 = 930$ кГц

Работа резонансного усилителя характеризуется еще и полосой пропускания. Это важный параметр, так как усилитель радиоприемника или телевизора должен усиливать не только колебания резонансной частоты, но целый спектр колебаний в пределах определенной полосы частот. Всякий модулированный сигнал содержит колебания не только несущей частоты (частота, на которую настроены резонансные контуры усилителя), но и целый «набор» колебаний других частот. Так происходит при амплитудной и, конечно, при частотной модуляции. Усилитель должен пропускать эти колебания без искажений, иначе нарушится принцип модуляции сигнала, и радиопередача или телевизионное изображение окажутся искаженными. Следовательно, частотная характеристика усилителя должна напоминать по форме букву П. В идеальном случае усилитель должен пропускать без ослабления все колебания в пределах заданной полосы частот и совершенно не пропускать колебания других частот Полоса пропускаемых частот (ширина полосы пропускания) определяется назначением усилителя. Например, для усилителя ПЧ радиовещательного приемника она составляет около 10—12 кГц, для усилителя ПЧ радиоприемника частотной модуляции 250—300 кГц, а для усилителя ПЧ телевизионного приемника почти 6 МГц

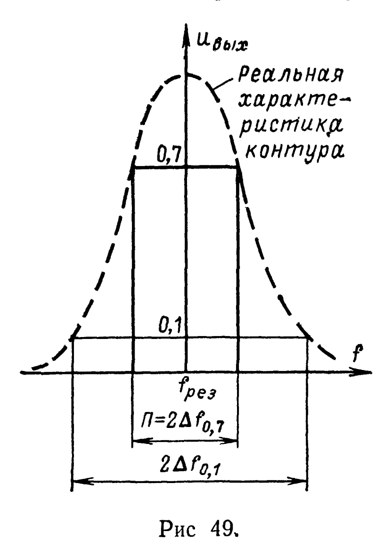


Рис 49.

На практике форма частотной характеристики не очень похожа на идеальную букву П. Для характеристики ее формы существует понятие прямоугольности:

$$K_{П0,1} = \frac{2\Delta f_{0,1}}{П}.$$

Это отношение полосы пропускания на уровне 0,1 частотной характеристики (рис. 49) к полосе пропускания П на уровне 0,7. Иными словами, коэффициент прямоугольности показывает, во сколько раз полоса на уровне 0,1 шире полезной полосы пропускания на уровне 0,7.

Коэффициент прямоугольности реального колебательного контура далек, конечно, от 1, т. е. полоса пропускания П на уровне 0,7

много у́же полосы $2\Delta f_{0,1}$ на уровне 0,1. Подсчитайте по приведенной выше формуле селективность контура с эквивалентной добротностью $Q_э=25$ при расстройке $\Delta f=10$ кГц и вы увидите, что контур обладает ничтожной селективностью, а его коэффициент прямоугольности составляет 10—15. Такой контур создает заметную селективность только при очень больших расстройках, например, в усилителях принимаемой радиочастоты — эти усилители должны создавать селективность в отношении сигналов зеркальных каналов супергетеродинного приемника, частоты которых отстоят от значения принимаемой частоты на двойную промежуточную частоту (на 930 кГц). В усили-

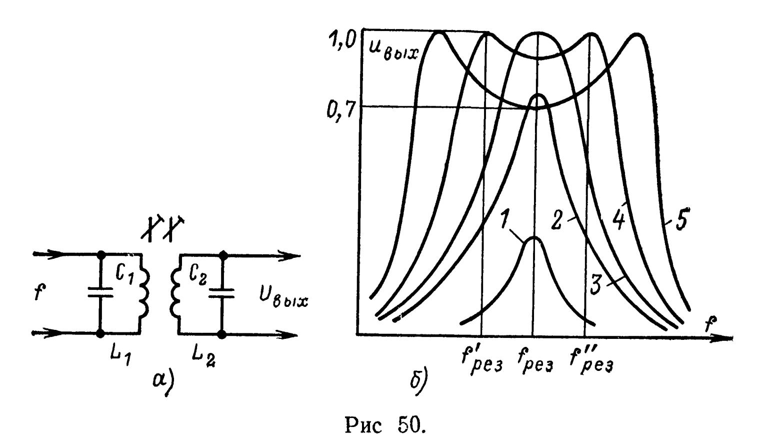


Рис 50.

телях ПЧ, которые должны обладать высокой селективностью относительно сигналов соседнего канала, приходится применять высокоизбирательные полосовые фильтры, состоящие из системы индуктивно связанных между собой контуров.

В простейшем случае такой фильтр состоит из двух контуров L_1C_1 и L_2C_2, как показано на рис. 50, *а*. Фильтр обладает значительно лучшей прямоугольностью резонансной характеристики, чем одиночный контур, а значит, и более высокой селективностью при малых расстройках. Форма резонансной характеристики зависит от связи между контурами (рис. 50, *б*). При слабой связи (кривые *1* и *2*) она напоминает характеристику одиночного контура. При критическом значении связи (кривая *3*) характеристика такая же, как у одиночного контура, но ее скаты значительно круче. При большой связи между контурами скаты характеристики идут еще круче (кривая *4* и *5*), но на вершине появляется провал. Это, пожалуй, наилучшая форма характеристики при условии, что провал не превышает 0,7 (неравномерность должна быть не больше 3 дБ). Впрочем, один двухконтурный полосовой фильтр тоже не обеспечивает необходимую для современного радиоприемника селективность по соседнему каналу, поэтому усилитель ПЧ состоит из нескольких каскадов с такими фильтрами. При последовательном включении каскадов общая резонансная характеристика усилителя улучшается: крутизна скатов увеличивается и селективность, равная произведению селек-

тивности отдельных каскадов «в разах» или сумме селективности в децибелах, возрастает. Правда, чем больше каскадов в усилителе, тем сложнее избавиться от неприятностей, связанных с возникновением самовозбуждения.

Для уменьшения необходимого числа каскадов усилителя применяют сложные многоконтурные фильтры — фильтры сосредоточенной селекции (ФСС), состоящие из трех — пяти и больше контуров. В последнее время хорошей селективности в усилителях ПЧ добиваются с помощью пьезокерамических фильтров, у которых неплохие характеристики: 40 дБ и более при расстройке 10—12 кГц. Такие фильтры в процессе эксплуатации не требуют подстройки, в то время как хорошо настроить многоконтурный полосовой фильтр — задача сложная и кропотливая.

В усилителях ПЧ телевизионных приемников положение осложняется тем, что надо обеспечить не только хорошую селективность, но и равномерность усиления в широкой полосе частот — до 5,5 — 6 МГц. К тому же частотная характеристика усилителя должна иметь строго определенную форму Это заставляет применять в телевизионных усилителях сложные многоконтурные системы, причем форму частотных характеристик отдельных каскадов подбирают так, чтобы результирующая характеристика на выходе усилителя получилась нужной формы.

Измерения в узкополосном усилителе ПЧ

Еще до начала настройки усилителя надо проверить и измерить параметры колебательных контуров усилителя. Это позволит как бы предварительно их настроить вне усилителя. Если это не сделать, то контуры могут оказаться настроенными на самые неожиданные частоты и иметь неподходящие параметры, что очень осложнит настройку усилителя. Конечно, лучше всего измерить параметры контуров при помощи куметра При этом конденсатор переменной емкости куметра надо установить в положение, соответствующее полной емкости контура усилителя (см с 65) На генераторе куметра устанавливают частоту, на которой контур будет работать в усилителе, затем к зажимам куметра присоединяют катушку индуктивности, извлеченную из усилителя, и изменением положения ее подстроечного сердечника настраивают полученный контур в резонанс с рабочей частотой .Может случиться, что только сердечником катушки добиться резонанса не удается, тогда надо установить сердечник в среднее положение и получить резонанс путем изменения частоты генератора куметра. Если при этом резонансная частота значительно отличается от той частоты, на которой контур должен работать в усилителе, то надо изменить индуктивность катушки отматыванием или доматыванием витков В том случае, если различие частот невелико, лучше установить катушку индуктивности в усилитель и считать контур предварительно настроенным — ведь мы определили полную емкость контура приблизительно, и очень возможно, что контур усилителя можно будет настроить на нужную частоту с помощью его подстроечного сердечника, не изменяя числа витков контурной катушки.

Экраны контуров заметно влияют на их резонансную частоту, поэтому измерения надо производить, поместив катушку в аналогичный экран, либо учесть влияние экрана опытным путем (измерив ре-

зонансные частоты контура с экраном и без него, вы будете знать, на сколько килогерц изменится резонансная частота контура из-за влияния экрана).

При измерениях обращайте внимание не только на резонансную частоту, но и на добротность: она должна примерно соответствовать заданной, иначе невозможно будет получить необходимые селективность и полосу пропускания усилителя. Измеренная на кумегре добротность контура всегда выше добротности, которой он будет обладать в усилителе. Чтобы правильно смакетировать на куметре контур усилителя, надо подключить к катушке индуктивности резисторы, имитирующие шунтирующее действие входных и выходных проводимостей транзисторов, а также других цепей усилителя. Значения этих проводимостей можно рассчитать, но такой расчет сложен, поэтому лучше необходимую добротность контура подобрать опытным путем во время настройки усилителя (по необходимой селективности и полосе пропускания), а во время предварительной настройки контура на куметре помнить, что измеренная собственная добротность катушки индуктивности должна быть по крайней мере в 2 раза выше добротности контура усилителя. Экран отрицательно влияет на добротность контура.

Когда катушки индуктивности проверены, приступают к установке режима транзисторов усилителя по постоянному току. Все колебательные контуры усилителя следует предварительно замкнуть накоротко проволочными перемычками — это исключит возможность самовозбуждения и тем гарантирует правильность установки режимов транзисторов, поскольку самовозбуждение, т. е. работа каскада в режиме генерации или в режиме усиления переменного тока большой амплитуды, значительно смещает положение рабочей точки за счет изменившихся напряжений смещения, а это в свою очередь приводит к ошибкам в измерениях режима по постоянному току.

Борьба с самовозбуждением резонансных усилителей занимает серьезное место в процессе их налаживания, так как даже незначительное самовозбуждение приводит к неустойчивости формы частотной характеристики усилителя и искажениям формы усиливаемых сигналов. Резонансные усилители, особенно многокаскадные, весьма склонны к самовозбуждению. Самовозбуждаются они из-за паразитных наводок между контурами, особенно между выходным и входным, обратной связи через общий источник питания, внутренних связей в транзисторах. Обнаружить самовозбуждение можно при помощи чувствительного осциллографа или высокочастотного милливольтметра, включив их на выходе усилителя. Использование осциллографа предпочтительнее, так как показания милливольтметра иногда трудно расшифровать: он может регистрировать не самовозбуждение, а шум усилителя. Осциллограф же позволяет «увидеть» форму колебаний, возникающих при самовозбуждении. Их легко отличить от шума: как правило, форма таких колебаний хоть и несинусоидальна, но все же ярко выражает колебательный процесс, в то время как шум имеет хаотическую форму колебаний. Осциллограф часто позволяет определить примерную частоту колебаний самовозбуждения

В радиолюбительской литературе борьбе с самовозбуждением уделено достаточно внимания, поэтому ограничимся лишь общими рекомендациями. Если самовозбуждение возникает сразу же после включения питания усилителя и даже в отсутствие усиливаемого сигнала на его входе, то это означает, что в усилителе сильная пара

зитная положительная обратная связь, чаще всего между выходным и входным колебательными контурами или через цепь питания, превращающая усилитель в генератор с самовозбуждением. Следовательно, надо улучшить цепи развязок по питанию (увеличить емкость конденсаторов этих фильтров), экранировать или разнести элементы колебательных контуров различных каскадов. Можно также поменять местами выводы катушек одного из контуров, причем если при этом самовозбуждение исчезнет, то положительная обратная связь превратится в отрицательную. Это тоже плохо, так как она снижает усиление и, как и положительная обратная связь, влияет на форму частотной характеристики усилителя. Поэтому лучше устранить причину повышенной обратной связи.

Если же усилитель самовозбуждается только при подаче на его вход усиливаемого сигнала (можно обнаружить по искажению формы усиливаемого сигнала, наблюдая ее на осциллографе), это означает, что положительная обратная связь недостаточна для самовозбуждения усилителя, и он работает как генератор с принудительной синхронизацией, причем генерация срывается при отключении синхронизирующего напряжения. Причины такого самовозбуждения те же, что и при сильных обратных связях: они всего лишь приводят к меньшей связи. Надо также иметь в виду, что самовозбуждение может возникнуть и в том случае, если усилитель обладает слишком большим усилением, превышающим порог устойчивости: ведь генератор по существу тоже усилитель, но работает он за порогом устойчивости. Причиной такого слишком большого усиления могут быть чрезмерно высокие добротности колебательных контуров. Поэтому если не удается устранить самовозбуждение описанными здесь способами и добротность колебательных контуров усилителя не была измерена, то следует оценить добротности при помощи куметра. В случае очень больших добротностей их можно уменьшить путем шунтирования контуров резисторами, номиналы которых подбирают по срыву паразитной генерации. Однако подавлять таким способом самовозбуждение без предварительной оценки добротности контуров на куметре нельзя: генерация будет сорвана, но если контуры обладали нормальной добротностью, то при этом значительно снизятся усиление и селективность усилителя.

Наконец, причиной самовозбуждения могут быть транзисторы с большой внутренней обратной связью. Поэтому полезно попробовать заменить транзисторы на более высокочастотные, у которых такая связь меньше, или же применить однотипные с прежними, но с меньшим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$. Если же подобная замена по каким-либо причинам невозможна, надо попробовать ввести в каскад отрицательную связь по току: включить в цепь эмиттера резистор, при котором генерация срывается. Но в этом случае несколько снижается усиление каскада.

Вообще же в резонансных усилителях, собранных по обычной (рис. 51, *а*) схеме, не удается полностью использовать усилительные свойства транзисторов: часто коэффициент устойчивого усиления в 5—10 раз меньше того теоретического коэффициента усиления, который могли бы обеспечить транзисторы этого усилителя. Чтобы получить возможно более высокое устойчивое усиление, надо применять транзисторы с малой емкостью коллекторного перехода. Высокое усиление удается получить путем нейтрализации внутренних обратных связей транзисторов и каскодного включения транзисторов.

Принцип нейтрализации внутренней обратной связи транзистора заключается в создании цепи внешней обратной связи между выходом (коллектором) и входом (базой) транзистора, противоположной по фазе внутренней. Тем самым происходит компенсация действия этой внутренней связи. Такую внешнюю связь создают при помощи *RC*-цепочки, один конец которой подключают к базе транзистора, а другой — к какой-либо точке коллекторной цепи, в которой фаза напряжения сдвинута на 180° относительно фазы в точке подключения коллектора (рис. 51, *б*). Способ, как видите, прост (кстати, часто можно обойтись вообще только конденсатором $C_н$), но на практике воспользоваться им трудно из-за того, что парамет-

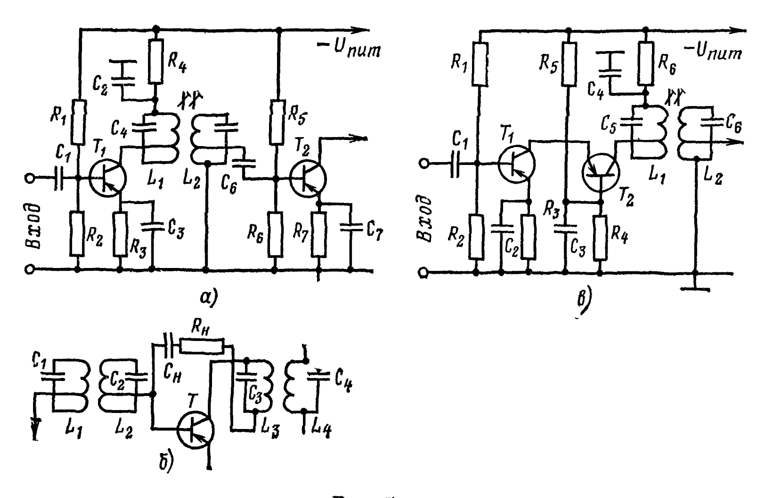


Рис. 51.

ры цепочки приходится очень тщательно подбирать по срыву самовозбуждения, причем малейшее изменение параметров транзистора, элементов каскада или частоты настройки приводит к прекращению действия нейтрализации и самовозбуждению каскада.

Особенно неудобны такие схемы для массового повторения: приходится индивидуально настраивать цепочку нейтрализации каждого радиоаппарата из-за разброса параметров транзисторов и применять сложные приемы стабилизации режима транзисторов по постоянному току. Подобные способы нейтрализации раньше широко применяли, но теперь от них отказались и прежде всего потому, что современные транзисторы имеют высокие граничные частоты, в усилителях ПЧ работают с большим «недоиспользованием по частоте», а следовательно, достаточно устойчивы и без нейтрализации внутренней обратной связи.

Каскодный усилительный каскад (рис. 51, *в*) содержит два транзистора, включенных последовательно друг с другом по переменному току. Первый транзистор каскодного усилителя не обладает усилением, так как нагружен на очень малое входное сопротивление второго транзистора, включенного по схеме с общей базой (ОБ).

Такой способ включения транзисторов очень выгодно отражается на характеристиках каскада. Второй транзистор, включенный по схеме с ОБ, обладает малой выходной проводимостью, поэтому он слабо шунтирует колебательный контур в коллекторной цепи, тем самым обеспечивая большое усиление каскада (сопротивление коллекторной нагрузки велико). Но он имеет малое входное сопротивление и поэтому сильно шунтирует предыдущий каскад, снижая его усиление. Чтобы избежать этого, в каскодном каскаде и включен первый транзистор по схеме с общим эмиттером, что как бы отделяет «усилительный» транзистор от выхода предыдущего каскада усилителя. Включение транзистора по схеме с ОЭ характеризуется значительным входным сопротивлением, что обеспечивает хорошие условия согласования, а паразитная обратная связь через емкость коллекторного перехода невелика, и каскад не самовозбуждается.

Как уже говорилось, полную уверенность в том, что усилитель не самовозбуждается, можно получить лишь после снятия его частотных характеристик при различных уровнях усиления. Если форма этих характеристик примерно одинаковая, усилитель работает устойчиво. Если же форма частотной характеристики при большом усилении значительно отличается от формы характеристики при малом усилении, то это указывает на наличие в усилителе сильных обратных связей, хотя и не приводящих к паразитной генерации, но искажающих форму усиливаемых сигналов. Поэтому эти связи надо выявить и устранить. Но такую проверку делают после настройки усилителя.

Настройка усилителя ПЧ имеет целью создание определенной формы его частотной характеристики, получение заданной селективности и полосы пропускания. Пьезокерамические фильтры в настройке не нуждаются, поэтому в усилителе с таким фильтром надо лишь добиться правильного согласования фильтра с транзисторами и настроить одиночные контуры в каскадах на номинальное значение промежуточной частоты, обеспечив полосу пропускания этих контуров на уровне 0,5 от максимума резонансной характеристики примерно в 2,5—3,5 раза шире полосы пропускания пьезофильтра. Настройка же усилителя, частотная характеристика которого формируется только колебательными контурами, значительно сложнее.

Настройку контуров резонансного усилителя производят в два этапа. Сначала при помощи высокочастотного генератора сигналов и электронного вольтметра, играющего роль индикатора настройки, предварительно настраивают контуры на номинальную промежуточную частоту, затем измеряют частотную характеристику усилителя и, анализируя ее, производят окончательную подстройку контуров для получения нужной формы характеристики и полосы пропускания. Частотную же характеристику можно получить либо при помощи высокочастотного генератора сигналов и электронного вольтметра, либо на экране измерителя частотных характеристик сочетанием осциллографа с генератором качающейся частоты.

Поговорим подробнее об этих приборах и работе с ними. Хороший высокочастотный генератор, который может служить не только источником высокочастотных сигналов, но и является измерительным прибором, носит название генератора стандартных сигналов (ГСС). Он должен обладать точной частотной шкалой, позволяющей устанавливать и отсчитывать по ней частоту с точностью не хуже 1%, контролировать по вольтметру, встроенному в него, амплитуду выходного напряжения и обязательно обладать специальным

делительным устройством, с помощью которого выходное напряжение можно регулировать от 1 В до 1 мкВ, причем не просто регулировать, а устанавливать заданное значение с точностью в несколько процентов. Это совершенно необходимый прибор, который ничем нельзя заменить.

Промышленность выпускает много подобных генераторов. В прошлом весьма распространенным был генератор ГСС-6 (Г4-1), который еще и сейчас можно увидеть во многих лабораториях. Потом его сменил генератор Г4-18. Сейчас промышленность перешла на выпуск транзисторных высокочастотных ГСС, весьма совершенных по своим параметрам.

Существует много и любительских конструкций, теперь, конечно, тоже транзисторных. Каждый год журнал «Радио» публикует одну-две конструкции. Перелистайте этот журнал за несколько лет и вы найдете конструкцию себе по силам. Но только вот что: любительские генераторы не сложны, собрать их и заставить работать не представляет особого труда, но, к сожалению, среди них не так-то много конструкций, действительно достойных названия измерительных приборов. Сложность тут в выполнении тех требований, которым должна отвечать конструкция высокочастотного измерительного генератора. А требования эти следующие.

Во-первых, высокая стабильность частоты генерируемых колебаний. Тут надо позаботиться не только о выборе схемы генератора, но и создать такую механическую конструкцию переключателя диапазонов и всего монтажа, при которой эта стабильность будет действительно высокой, а градуировка шкалы генератора неизменной. Если же достаточно толкнуть или переставить генератор с места на место, чтобы изменилась генерируемая им частота, если каждое переключение тут же приводит к изменению его градуировки, то это уже не измерительный прибор. Конструкция ГСС должна быть очень жесткой, а в любительских условиях это подчас сделать не удается. Промышленные конструкции ГСС имеют, например, литое шасси и барабанный переключатель поддиапазонов.

Во-вторых, прибор должен обладать точной и легко читаемой частотной шкалой, а верньерный механизм и стрелка-указатель не должны иметь люфтов. Иначе, устанавливая стрелку на одно и то же деление шкалы, вы не получите одинаковой частоты. У промышленных генераторов эти механизмы червячные со специальными безлюфтовыми шестернями. Тростиковые или фрикционные передачи всегда обладают большой погрешностью и ненадежны.

В-третьих, конструкция делителя выходного напряжения генератора должна обеспечить деление напряжения в точно заданное число раз: в 10, 100, 1000 и т. д., сделать это не так-то просто, потому что высокочастотное напряжение обладает способностью «пролезать» в малейшую щель в экране, создавать наводки на крошечный отрезок провода, и поэтому на выходные гнезда поступает не только та доля высокочастотного сигнала, которая должна быть там согласно положению ручек делителя, но и еще весьма значительное просачивающееся напряжение. А это, естественно, приводит к большим ошибкам при измерениях, так как напряжение на входе радиоаппарата в действительности будет много больше, чем предполагается.

И, наконец, в-четвертых, из генератора не должна «лезть» высокочастотная энергия, иначе на входные цепи настраиваемого радиоаппарата высокочастотное напряжение будет поступать вообще помимо кабеля, связывающего его с генератором.

ГСС обязательно имеет устройство для модуляции его высокочастотной энергии колебаниями звуковой частоты, обычно 400 и и 1000 Гц. Чаще всего это амплитудная модуляция, но есть ГСС и с частотной модуляцией. Хороший ГСС имеет и модулометр — встроенный прибор для измерения глубины модуляции.

Помимо ГСС, широко распространены и просто генераторы сигналов — приборы, у которых отсутствует устройство для точной калибровки выходного напряжения. По существу это источники высокочастотного напряжения, они значительно мощнее ГСС, так как применяются для питания различных радиотехнических устройств: измерительных мостов, линий, в качестве задающих генераторов и т. п. Радиолюбители конструируют чаще всего именно такие приборы, но они не могут заменить ГСС, так как не удовлетворяют тем требованиям, о которых здесь сказано.

Современный ГСС имеет устройство для автоматического поддержания выходного напряжения на неизменном уровне при перестройке частоты генератора по диапазону. Это очень удобно, так как при большинстве измерений, проводимых с помощью ГСС, на вход настраиваемого радиоаппарата должно подаваться строго определенное и неизменное по уровню высокочастотное напряжение.

Ниже подробно будет рассмотрен процесс измерения частотной характеристики усилителя при помощи ГСС. Сейчас лишь отметим, что такое измерение заключается в перестройке генератора последовательно с одной частоты на другую по диапазону, в пределах которого надо измерить характеристику, причем на каждой частоте производятся установка выходного напряжения ГСС на одно и то же определенное значение и измерение выходного напряжения усилителя. Таким образом происходит измерение амплитудно-частотной характеристики, т. е. зависимости напряжения на выходе усилителя от частоты входного напряжения. А это подсказывает способ осциллографического измерения амплитудно-частотной характеристики.

О таком способе измерения частотной характеристики речь шла выше: это сочетание генератора качающейся частоты (ГКЧ) с осциллографом. Измерители частотной характеристики (ИЧХ) чрезвычайно удобные приборы — они позволяют непрерывно в продолжение всего процесса настройки видеть на экране форму амплитудно-частотной характеристики, что очень облегчает и ускоряет процесс настройки. Однако хороший ИЧХ — прибор сложный и, конечно, дорогой. Объясняется это прежде всего тем, что не так просто создать прибор, на экране которого с большой достоверностью вычерчивается электронным лучом реальная амплитудно-частотная характеристика исследуемого устройства. Перечитайте еще раз с 89—91, где говорилось о связанных с этим трудностях. Особенно велики трудности, связанные с частотной маркировкой изображения частотной характеристики, причем они существенно усложняются в случае исследования узкополосных устройств, к числу которых относится и усилитель ПЧ радиоприемника. Дело в том, что частотная метка на экране ИЧХ, полученная обычным способом, например подачей на смеситель ИЧХ сигнала от внешнего сигнал-генератора, расплывается на экране в осциллограмму нулевых биений, ширина которой достигает нескольких килогерц. Естественно, что измерить такой меткой ширину полосы пропускания усилителя ПЧ даже радиовещательного приемника ($2\Delta f = 8—10$ кГц) точно не удастся, не говоря уже об измерении полосы пропускания усилителя связного приемника ($2\Delta f = 1—3$ кГц или даже у́же).

Измерители частотной характеристики промышленного изготовления являются весьма сложными приборами. В них используют специальные особолинейные генераторы медленной развертки, позволяющие получать неискаженную форму характеристики и применять электронно-счетные частотомеры для измерения частоты в любой точке характеристики. В ИЧХ включены калибраторы амплитуды для отсчета амплитудного параметра характеристики, высокочастотные выходные делители, автоматические регуляторы амплитуды выходного напряжения, что необходимо при исследовании широкополосных устройств, например усилителей ПЧ телевизионных приемников. Конечно, сделать такой прибор в домашних условиях трудно, а вот сконструировать упрощенный ИЧХ вполне под силу радиолюбителю (см. «Радио», 1973, № 6, с. 36—38; № 9, с. 61; № 12, с. 49—51; 1974, № 5, с. 36—41; № 9, с. 30, 31; 1975, № 8, с. 47; № 12, с. 40—41; 1976, № 3, с. 42—44; № 6, с. 60).

Если иметь самодельный ИЧХ, возможности ваши возрастут многократно, потому что осциллографический метод настройки неизмеримо интереснее и нагляднее всех других методов.

В настоящее время большое распространение получили ИЧХ для настройки телевизоров, например, ПНТ-59, Х1-7 и т. п.; есть и подобные радиолюбительские конструкции. Это очень удобные приборы для настройки усилителей ПЧ телевизоров, но для настройки усилителей ПЧ радиовещательных приемников они не годятся, хотя в принципе позволяют получить характеристику на экранах. Характеристика на экране прибора будет искаженной формы, в виде узенького столбика, так как скорость развертки у таких ИЧХ недопустимо большая для исследования узкополосных частотно-селективных систем. Поэтому для настройки усилителей с промежуточной частотой 465 кГц нужна специальная приставка к осциллографу, работающая именно на этой частоте с девиацией (качанием) в 20—30 кГц.

Измерять частотный параметр характеристики лучше всего следующим образом. При помощи метки от внешнего сигнал-генератора надо определить среднюю частоту f_0 характеристики — она равна частоте по шкале ГСС в центре метки, причем последняя наверняка расплывается на все изображение характеристики. Ориентируясь по этой средней частоте, равной, например, 465 кГц, надо настройкой контуров усилителя получить необходимую форму частотной характеристики, затем отключить ИЧХ и получить эту же характеристику по точкам при помощи ГСС и индикатора настройки, определяя уже по этой характеристике ее частотные параметры. В этом случае результаты измерений будут значительно точнее, чем при проведении измерения по характеристике на экране самодельного ИЧХ.

Схема подключения приборов при настройке усилителя ПЧ показана на рис. 52. Настройку ведут при помощи ГСС, но если имеется ИЧХ, то предварительную настройку следует произвести с его помощью, подключив выход ГКЧ вместо ГСС, а вход осциллографа—вместо электронного вольтметра. Если усилитель при настройке отключен от остальных блоков приемника, то надо обеспечить условия для его нормальной работы: нагрузить резистором, сопротивление которого соответствует входному сопротивлению отключенного детектора. Чему равно это сопротивление? Это зависит от детектора. Входное сопротивление последовательного диодного детектора (рис. 53, *а*) составляет $R_{вх}=R_{н}/2$, т. е. примерно половину сопротивления нагрузки детектора $R_{н}$, что легко определить по данным дета-

лей, указанным на схеме радиоприемника. Входное сопротивление параллельного диодного детектора (рис. 53, *б*) составляет $R_{вх}=R_{н}/3$, а входное сопротивление транзисторного детектора (рис. 53, *в*) равно $R_{вх}(5—10)r_{11}$, где r_{11} — входное сопротивление транзистора на промежуточной частоте. Если же настройка усилителя производится без отключения его от детектора и усилителя НЧ, то электронный вольтметр можно заменить обычным вольтметром переменного напряжения (например, авометром), включив его на выход УНЧ. Но в этом случае колебания, генерируемые ГСС, должны быть амплитудно-модулированы с глубиной модуляции 30%.

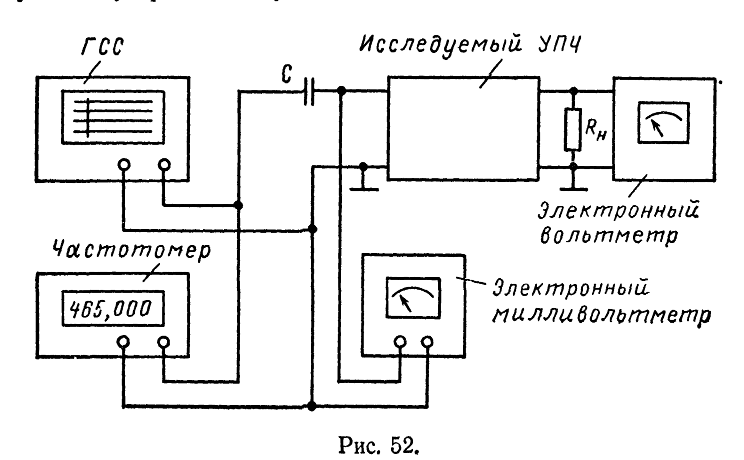


Рис. 52.

Вход усилителя ПЧ подключают к ГСС обязательно через конденсатор *C* (см. рис. 52), иначе выходной делитель ГСС сильно шунтирует базовую цепь первого транзистора усилителя, режим транзистора по постоянному току изменится (транзистор может даже закрыться), и рабочие условия нарушатся. Однако этот конденсатор совместно с входным сопротивлением первого каскада усилителя образует делитель, поэтому на вход усилителя поступит только часть выходного напряжения ГСС. Чтобы погрешность была невелика, емкостное сопротивление конденсатора *C* на промежуточной частоте должно быть в 20—30 раз меньше входного сопротивления первого каскада, Ом:

$$X_C = \frac{159}{2\pi f C},$$

где f — частота, кГц; C — емкость конденсатора, мкФ.

Из этой формулы легко определить конденсатор *C*, емкостное сопротивление которого будет удовлетворять данным условиям. Для ориентировки приведем емкостные сопротивления конденсаторов различной емкости на частоте 465 кГц: емкостное сопротивление конденсатора емкостью 51 пФ составляет 6800 Ом, 100 пФ — 3400 Ом, 200 пФ — 1700 Ом, 510 пФ — 680 Ом, 1000 пФ — 340 Ом,

Очень важно правильно выбрать выходное напряжение ГСС. Амплитуда высокочастотного напряжения на входе настраиваемого каскада или всего усилителя должна быть максимально возможной, но не превышать уровня, при котором каскад или весь усилитель не будет работать на линейном участке их амплитудной характеристики, а тем более если начнутся отсечки коллекторных токов транзисторов. Чтобы определить это максимально возможное выходное напряжение ГСС, снимают амплитудную характеристику каскада: начинают с небольшого значения напряжения на входе каскада и постепенно увеличивают его, наблюдая за изменением напряжения

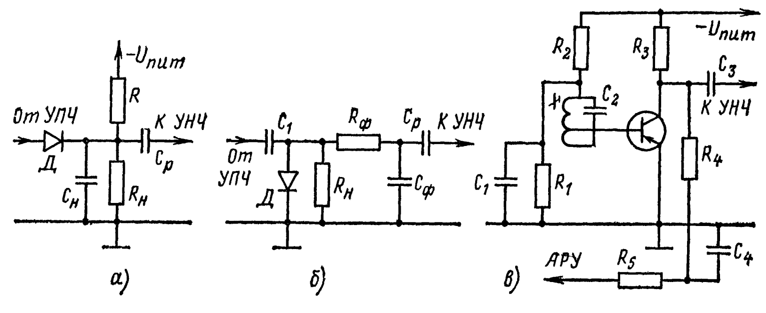


Рис. 53.

на выходе каскада или всего усилителя. Пока каскад работает на линейном участке характеристики, одному и тому же изменению входного напряжения (например, на 10 мВ) будет соответствовать одно и то же изменение выходного напряжения (например, на 100 мВ). Как только это соответствие нарушится, т. е. рост выходного напряжения каскада замедлится, то это будет означать, что линейный участок амплитудной характеристики кончился.

При настройке по схеме на рис. 52 используются два электронных вольтметра, один из которых измеряет высокочастотное напряжение непосредственно на входе настраиваемого каскада. При таком измерении входного напряжения исключается влияние на результат измерений погрешностей выходного делителя ГСС, но для этой цели необходим чувствительный милливольтметр, а может быть, даже и микровольтметр. Но, конечно, можно воспользоваться и встроенным в ГСС измерителем его выходного напряжения, подаваемого на выходной делитель.

Измерять частоту ГСС желательно с помощью внешнего частотомера — кварцевого калибратора или гетеродинного волномера (см. с. 56), потому что даже ГСС промышленного изготовления обладают точностью установки частоты по шкале не лучше 1%. На промежуточной частоте это составляет погрешность около ±5 кГц, что соизмеримо с шириной полосы пропускания усилителя. Но в данном случае важно даже не абсолютное значение частоты — в конце концов не так уж важно, будут ли контуры настроены на частоту 465 или 460 кГц. Важно всякий раз устанавливать на ГСС одну и ту же частоту, иначе нельзя добиться точной настройки контуров. У высококачественных ГСС на ручке настройки имеется нониус — круглая шкала с мелкими делениями, позволяющая (при безлюфтовой

зубчатой передаче верньера) устанавливать каждый раз одну и ту же частоту. Как пользоваться таким нониусом вы, вероятно, знаете: указатель основной шкалы устанавливают сначала на ближайшую к нужной частоте оцифрованную точку шкалы (например, 460 кГц) и замечают деление на нониусе (например, 28). Затем указатель шкалы устанавливают на другую ближайшую оцифрованную точку (предположим, соответствующую 470 кГц) и замечают новое деление нониуса (пусть это будет 95). После этого определяют цену деления нониуса: 470—460=10 кГц и 95—28=67. Для нашего примера цена одного деления нониуса будет 10 кГц : 67=0,15 кГц. Следовательно, чтобы установить на ГСС частоту 465 кГц, надо сначала настроить его на частоту 460 кГц, а затем совместить с риской шкалы нониуса 61,3 деление нониуса: 28+(5 кГц : 0,15 кГц)=61,3. Подобную точность обеспечивают только очень хорошие безлюфтовые червячные верньеры; надежнее воспользоваться для установки частоты кварцевым калибратором или гетеродинным волномером, обеспечивающим точность измерения не хуже ±1 кГц на данной частоте.

При настройке одиночного колебательного контура обычно особых трудностей не возникает. Чтобы избежать ошибок, надо сначала определить частоту, на которую контур уже настроен, а затем перестраивать его на нужную частоту. Если же сразу установить на ГСС требуемую частоту и пытаться настроить на нее контур подстроечным сердечником катушки, изменением емкости конденсатора контура или числа витков катушки, то можно еще больше расстроить контур. Поэтому лучше поступать следующим образом. Настроить ГСС сначала на частоту, заведомо большую необходимой, а затем медленно уменьшать ее до получения четко выраженного отклонения стрелки индикатора настройки на выходе настраиваемого каскада. Подчеркиваю: вначале частота ГСС должна быть выше, а не ниже необходимой, иначе легко допустить ошибку. Тут дело в том, что ГСС обычно обладают хорошо выраженной второй гармоникой генерируемых колебаний. Поэтому индикатор настройки на выходе каскада может фиксировать резонанс не только при настройке ГСС на частоту настройки контура, например 465 кГц, но и на частоту 232,5 кГц, так как при такой настройке ГСС его вторая гармоника будет равна частоте настройки контура: 232,5·2=465 кГц. Такая ошибка тем вероятнее, чем чувствительнее настраиваемый усилитель. При настройке же ГСС на частоты выше частоты настройки контура, т. е. выше частоты 465 кГц, все гармоники ГСС окажутся выше этой частоты и ложных показаний индикатора настройки не будет — первое же отклонение стрелки укажет истинную частоту настройки колебательного контура.

Определив частоту настройки контура, решают, надо ли перестроить его на более высокую или, наоборот, более низкую частоту. В первом случае уменьшают индуктивность катушки вывертыванием из нее ферромагнитного сердечника или уменьшением числа ее витков, во втором случае увеличивают ее индуктивность ввертыванием сердечника или увеличением числа витков. Настраивать контур можно также изменением емкости его конденсатора. Тогда для повышения резонансной частоты емкость конденсатора надо уменьшить, а для понижения частоты увеличить. Лучше, однако, настраивать контур усилителя ПЧ изменением индуктивности его катушки, так как емкость контура такого усилителя часто выбирают с учетом устойчивости его работы и значительное изменение ее (на десятки пикофарад) нежелательно.

Настройку контура можно считать законченной только тогда, когда малейшее изменение частоты ГСС в любую сторону приводит к уменьшению показаний индикатора настройки. Но если при уменьшении частоты ГСС происходит хотя бы незначительное увеличение показаний индикатора, то это означает, что контур настроен не на заданную, а на более высокую частоту. Обычно это происходит в случае, если подстроечный сердечник катушки (или ротор подстроечного конденсатора) находится в одном из крайних положений. Поэтому четко выраженного резонанса надо добиваться при среднем положении подстроечного элемента контура.

Когда колебательный контур настроен, то измеряют три основных параметра резонансного усилительного каскада: коэффициент усиления, полосу пропускания и селективность.

Коэффициент усиления каскада выражают отношением переменных напряжений сигнала на выходе и входе: $K=U_{вых}/U_{вх}$. Следовательно, необходимо измерить эти напряжения. Если настройка ведется по схеме, изображенной на рис. 52, то значения напряжений известны. Если вместо вольтметра на входе каскада используют встроенный вольтметр ГСС, то с некоторым приближением входное напряжение $U_{вх}$ можно определить по положению ручек выходного делителя ГСС. Наконец, если настройку ведут по индикатору настройки, подключенному к выходу настраиваемого каскада или усилителя НЧ приемника, то поступают следующим образом. На ГСС устанавливают нормальный уровень выходного напряжения U_1, т. е. такую амплитуду сигнала ГСС, при которой усилитель или каскад находится на линейном участке амплитудной характеристики, вблизи ее верхнего перегиба. Замечают угол отклонения стрелки индикатора настройки. Затем выход ГСС переключают на вход последующего за настраиваемым каскада усилителя и увеличивают уровень выходного напряжения U_2 до значения, при котором отклонение стрелки индикатора настройки окажется прежним. Это будет означать, что на вход последующего каскада подается такое же напряжение сигнала, какое поступало ранее от измеряемого каскада. Следовательно, коэффициент усиления каскада будет $K=U_2/U_1$.

Измеренный коэффициент усиления должен быть не менее заданного. Отклонения в пределах до 20% допустимы, но если этот коэффициент очень мал, то надо выяснить причину снижения усиления. Прежде всего следует проверить работоспособность и параметры транзистора, его режим по постоянному току. Надо иметь в виду, что усиление каскада зависит от сопротивления коллекторной нагрузки по переменному току, роль которой выполняет колебательный контур. Его сопротивление на резонансной частоте зависит в первую очередь от добротности катушки и шунтирования контура различными цепями: коллекторной цепью транзистора (выходной проводимостью транзистора) и цепью нагрузки (входным сопротивлением последующего каскада). Поэтому если с транзистором и его режимом по постоянному току все в порядке, то нужно проверить добротность катушки и подобрать соответственно коэффициенты включения в колебательный контур коллекторной цепи транзистора и цепи нагрузки (эти цепи обычно подключают только к части витков контурной катушки). Но прежде чем изменять коэффициенты включения, надо измерить частотные параметры каскада: полосу пропускания и селективность.

Полосу пропускания одиночного колебательного контура оценивают на уровне 0,7 (см. рис. 49), т. е. на уровне, на котором ослаб-

ление относительно амплитуды сигнала на резонансной частоте $f_{рез}$ не превышает 3 дБ. Чтобы измерить полосу пропускания, надо ГСС настроить точно на резонансную частоту контура $f_{рез}$ — по максимальному отклонению стрелки индикатора настройки; при этом уровень выходного напряжения ГСС должен соответствовать нормальному входному напряжению для данного каскада, т. е. он не должен быть слишком малым, но и не должен перегружать каскад. Замечают угол отклонения стрелки индикатора настройки, затем увеличивают уровень сигнала ГСС на 3 дБ (в 1,41 раза) и расстраивают его частоту относительно частоты $f_{рез}$, например в сторону уменьшения, до тех пор, пока показания индикатора настройки не станут прежними. Далее определяют по шкале и нониусу ГСС крайнюю частоту $f_н$ (лучше, однако, измерить эту частоту внешним частотомером, так как расстройка невелика — всего несколько килогерц — и шкала ГСС может оказаться слишком грубой для таких измерений). Затем производят такие же измерения при расстройке ГСС в сторону увеличения частоты, определяя вторую крайнюю частоту $f_в$. Очевидно, что полоса пропускания каскада на уровне 0,7 будет: $П_{0,7}=f_в-f_н$.

Ширина полосы пропускания должна соответствовать расчетной. Если она окажется уже необходимой, то это укажет на слишком большую добротность контурной катушки или на малый коэффициент включения контура. Снизить добротность контура можно шунтированием его резистором такого сопротивления, чтобы полоса пропускания расширилась до нужного значения. Можно повысить коэффициент включения контура, т. е. увеличить число витков катушки, включенных, например, в коллекторную цепь; в результате усилится шунтирующее действие этой цепи на контур и тем самым снизится его эквивалентная добротность. При этом возрастет усиление каскада, но надо проверить устойчивость его работы.

При слишком широкой полосе пропускания необходимо, наоборот, повысить добротность контура, например, уменьшением коэффициента включения. Если последующий каскад связан с контуром настраиваемого каскада катушкой связи, то эту катушку следует отодвинуть от катушки контура или уменьшить число ее витков. Разумеется, это приведет к уменьшению усиления. Поэтому приходится искать компромисс между необходимым усилением, устойчивостью работы и требуемой полосой пропускания.

Далее следует измерить селективность каскада — способность его ослаблять сигналы, частоты которых не входят в полосу пропускания. Известно, что селективность тем лучше, чем дальше от резонансной частоты контура отстоит мешающий сигнал. Поэтому если в процессе работы радиоаппарат подвергается воздействию вполне определенного по частоте мешающего сигнала, то желательно измерить селективные свойства каскада (или всего усилителя) относительно сигналов именно этих частот. Существуют критерии и для оценки вообще селективных свойств резонансного усилительного каскада. Это — понятие прямоугольности его резонансной характеристики: отношение полосы пропускания на уровне 0,1 резонансной характеристики к полосе пропускания на уровне 0,7 этой характеристики, т. е.

$$K_{П\,0,1}=\frac{П_{0,1}}{П_{0,7}}\,.$$

Иными словами, этот коэффициент показывает, насколько полоса пропускания, на границе которой мешающий сигнал ослабляется не менее чем на 20 дБ (в 10 раз), шире нормальной полосы пропускания, в пределах которой полезный сигнал ослабляется не более чем на 3 дБ (в 1,41 раза). Чем круче идут ветви резонансной характеристики, тем ближе ширина полосы пропускания на уровне 0,1 к ширине полосы пропускания на уровне 0,7. В идеальном случае (при П-образной форме резонансной характеристики) эти полосы одинаковы и коэффициент прямоугольности равен единице. В реальных усилителях он всегда больше единицы.

Итак, чтобы измерить коэффициент прямоугольности, надо настроить ГСС точно на резонансную частоту контура, записать показания индикатора настройки, затем увеличить уровень сигнала ГСС в 10 раз и расстроить частоту ГСС относительно частоты $f_{рез}$ в сторону уменьшения частоты таким образом, чтобы показания индикатора настройки стали прежними. Так определяют крайнюю минимальную частоту $f_н$ полосы $\Pi_{0,1}$. Затем таким же способом находят вторую крайнюю частоту $f_в$, потом полосу $\Pi_{0,1}$ на уровне 0,1 резонансной характеристики и вычисляют коэффициент прямоугольности $K_{\Pi_{0,1}}$.

Предположим, надо узнать селективность каскада на частоте соседнего канала f, т. е. ± 10 кГц от промежуточной частоты. Тогда ГСС сначала настраивают точно на резонансную частоту $f_{рез}$ (номинальную промежуточную частоту 465 кГц), фиксируют показания индикатора настройки и уровень сигнала на выходе ГСС. Затем ГСС перестраивают на частоту f и увеличивают уровень его выходного сигнала до такого значения U, при котором показания индикатора настройки станут прежними. Остается вычислить селективность каскада относительно данного мешающего сигнала на частоте f: $Se = U_{рез}/U$ или в децибелах $Se_{[дБ]} = 20 \lg Se$.

Какая же селективность должна быть, чтобы считать работу усилителя ПЧ удовлетворительной? Это зависит от назначения и класса радиоприемника. Так как селективность супергетеродинного радиоприемника по соседнему каналу обеспечивается только усилителем ПЧ, то требования к приемнику в отношении селективности по соседнему каналу будут требованиями к его усилителю ПЧ. Поэтому усилитель ПЧ радиовещательного приемника высшего класса на диапазонах ДВ, СВ и КВ должен обеспечить селективность по соседнему каналу не хуже 60 дБ, приемник I класса — не хуже 46 дБ, II — 34 дБ, III — 26 дБ, IV — 20 дБ. Радиоприемники профессиональные, например для коротковолновой любительской радиосвязи должны иметь еще лучшие показатели селективности — 100 дБ и более. К таким приемникам часто предъявляют более жесткие требования: считают соседним каналом не расстройку частоты ± 10 кГц от номинальной промежуточной, а меньшую: ± 6 кГц, ± 3 кГц, ± 1 кГц.

Конечным этапом измерения параметров резонансного каскада (или всего усилителя) является снятие его частотной характеристики. В этом, правда, нет нужды, если вы пользуетесь ИЧХ. Но ее можно получить с помощью ГСС и индикатора настройки: по точкам, отмечая на графике в координатах $U_{вых}(f)$ отклонение стрелки индикатора настройки при расстройке ГСС от резонансной частоты на 1, 2, 3 кГц и т. д. до тех пор, пока показания индикатора настройки не перестанут изменяться. Но такой способ снятия частотной характеристики требует большой аккуратности и точности.

Измерив частотную характеристику, обратите внимание на ее симметричность относительно резонансной частоты: несимметричность более 15% свидетельствует о неустойчивости работы каскада или всего усилителя (велик уровень паразитных связей).

До сих пор мы рассматривали настройку резонансного каскада с одиночным колебательным контуром. Селективность и коэффициент прямоугольности такого каскада зависит от добротности колебательного контура. Чем выше эквивалентная добротность контура (т. е. реальная добротность контура в реальном каскаде), тем лучше коэффициент прямоугольности, тем выше селективность. Но тут существует прямая связь с полосой пропускания, которая сужается с увеличением добротности. Если не удается получить хороший коэффициент прямоугольности, т. е. высокую селективность без сужения полосы пропускания, то вместо одиночного колебательного контура следует применить полосовой фильтр из связанных контуров, как это было показано на схеме рис. 50. Форма резонансной характеристики такого фильтра зависит от связи между контурами. При слабой связи форма характеристики (см. рис. 50, *б*) мало отличается от формы резонансной характеристики одиночного контура с добротностью, соответствующей добротности этих контуров фильтра, хотя коэффициент прямоугольности такого фильтра лучше. Так, если одиночный колебательный контур имеет коэффициент прямоугольности около 10, то двухконтурный полосовой фильтр при слабой связи обладает коэффициентом прямоугольности в пределах 4—4,4. Чем сильнее связь между контурами, тем лучше коэффициент прямоугольности.

При увеличении связи до критической (на рис. 50, *б* — кривая *3*) вершина резонансной характеристики будет слегка утолщенной; коэффициент прямоугольности — около 3,2. При еще большей связи на вершине характеристики начинает образовываться провал и система контуров станет обладать двумя резонансными частотами; коэффициент прямоугольности становится еще лучше. По мере усиления связи глубина провала увеличивается, а резонансные частоты отодвигаются друг от друга. При глубине провала до 0,7 (кривая *5*) коэффициент прямоугольности улучшается до значения 2,32, что намного лучше, чем у одиночного контура такой же добротности и полосы пропускания. Естественно, что чем выше добротность контуров фильтра, тем при меньшей связи будет достигнут заданный коэффициент прямоугольности.

Настройка двух связанных контуров имеет свои особенности, так как настройка каждого из них зависит от настройки другого. Резонансная характеристика такого фильтра формируется обоими контурами, поэтому в процессе настройки приходится многократно подстраивать контуры до тех пор, пока не будет достигнута желаемая форма характеристики, которая к тому же зависит и от связи между контурами. Все это осложняет процесс настройки, поэтому применение осциллографического измерителя частотной характеристики особенно желательно. Но, как уже сказано, можно обойтись и ГСС с индикатором настройки.

Настройку начинают, как обычно, с определения частоты, на которую настроены контуры. При этом может оказаться, что контуры настроены на разные частоты и будут обнаружены два максимума отклонения стрелки индикатора настройки, причем не обязательно одинаковые. Настроившись на один из максимумов, надо выяснить, какому контуру соответствует этот пик характеристики. Для этого вращают сначала сердечник катушки одного контура, затем сердеч-

ник катушки другого, наблюдают за перемещением пика по частоте. Пик будет изменять свое положение и амплитуду при вращении обоих сердечников, так как резонансная характеристика формируется обоими контурами. Но все же обычно удается заметить, что какой-то из контуров не только изменяет высоту пика, но и смещает его по частоте; вот этому контуру и соответствует данный пик.

Особенно сложно произвести настройку фильтра, когда его контуры сильно расстроены относительно промежуточной частоты, из-за чего вообще не удается обнаружить один из пиков. В этом случае следует исключить второй контур, подключив базовую цепь следующего каскада через конденсатор небольшой емкости к первому контуру, и настроить фильтр на промежуточную частоту как обычный одиночный колебательный контур. Затем вместо первого контура включить второй (произведя соответствующие изменения в цепях каскада, чтобы не замкнуть накоротко источник питания коллекторной цепи) и тоже настроить его на промежуточную частоту. Можно разомкнуть второй контур (например, отключить конденсатор) и к выводам конца катушки этого контура подключить электронный милливольтметр. В этом случае второй контур окажется сильно расстроенным и перестанет оказывать влияние на настройку первого, который настраивают на заданную частоту по максимальным показаниям милливольтметра. Затем второй контур восстанавливают и производят его настройку. Однако на практике не всегда удается воспользоваться таким методом, поскольку контурный конденсатор обычно находится рядом с катушкой в экране и добраться до него часто не представляется возможным.

Надо заметить, что не обязательно будут получены два отчетливо выраженных пика характеристики, которые затем совмещаются в один. Дело в том, что контуры могут быть по-разному включены в соответствующие цепи каскада (например, с разными коэффициентами включения), поэтому можно получить характеристику и с одним пиком, но признаком правильной настройки обоих контуров будет то, что их сердечники находятся в таком положении, при котором высота этого пика окажется максимальной и будет уменьшаться при вращении каждого сердечника в любую сторону.

После настройки контуров надо измерить полосу пропускания и селективность каскада. Если эти параметры не соответствуют заданным, то следует изменить связь между катушками фильтра и вновь подстроить контуры на промежуточную частоту. Для того, чтобы расширить полосу пропускания и улучшить коэффициент прямоугольности (тем самым улучшив селективность), надо усилить связь, для чего сблизить катушки, увеличить число витков катушки связи или емкость связующего конденсатора — в зависимости от конструкции фильтра. Не забудьте, что при сверхкритической связи на характеристике возникнут два горба — не надо думать, что это результат неправильной настройки контуров. Горбы должны располагаться симметрично относительно номинальной промежуточной частоты. Если они несимметричны, это будет означать, что один из контуров настроен не на промежуточную частоту (расстройка может быть всего 1—2 кГц) или же в каскаде велики паразитные обратные связи. Попробуйте более точно подстроить контуры, а если таким способом не удастся ликвидировать несимметричность резонансной характеристики, проверьте устойчивость усилителя. Наконец, если горбы характеристики фильтра со связью больше критической окажутся разной высоты, причиной тому может быть разная доброт-

ность контуров (а не только их катушек) из-за неодинакового шунтирования их внешними цепями. Чтобы исправить положение, можно контур с более высокой добротностью шунтировать резистором, сопротивление которого подбирают по равенству высоты горбов.

При измерении коэффициента усиления каскада, у которого связь между контурами фильтра больше критической, надо настроить ГСС на номинальную промежуточную частоту, т. е. частоту впадины между горбами. А при измерении полосы пропускания ГСС необходимо настроить на частоты горбов, заметить показания индикатора настройки, увеличить уровень сигнала ГСС в 1,41 раза и, расстраивая ГСС в сторону, противоположную номинальной промежуточной, добиться прежних показаний индикатора настройки. Так же надо поступать и при измерении коэффициента прямоугольности.

Измерения в узкополосном усилителе ВЧ

Усилитель ВЧ радиоприемника (перестраиваемый по частоте резонансный усилитель) настраивают на частоту принимаемого сигнала. Полоса пропускания усилителя ВЧ должна быть не у́же полосы пропускания усилителя ПЧ, на практике она всегда намного шире. Необходимость перестройки по частоте приводит к тому, что параметры усилителя неодинаковы в различных точках диапазона: изменяют полосу пропускания, коэффициент усиления и селективность из-за зависимости добротности колебательных контуров от частоты настройки. Так, при увеличении частоты растут потери главным образом из-за возрастающего действия поверхностного эффекта в проводах контурных катушек и увеличения вихревых токов в монтажных проводниках и экранах. Увеличиваются и диэлектрические потери в каркасах катушек и изоляции контурных конденсаторов. Поэтому на высокочастотном участке диапазона добротность катушек несколько уменьшается, что влечет за собой расширение полосы пропускания и снижение селективности. Коэффициент же усиления возрастает благодаря тому, что резонасное сопротивление контура, являющегося нагрузкой транзистора, за счет уменьшения его емкости увеличивается значительно быстрее, чем потери в контуре. Но при переходе с низкочастотного участка диапазона на более высокочастотный коэффициент усиления уменьшается, так как для работы на более высокой частоте индуктивность контура должна уменьшиться (при той же емкости конденсатора настройки), а это значительно уменьшает резонансное сопротивление контура ($R_{рез}=L/CR$), т. е. нагрузку каскада и его коэффициент усиления.

Каскады усиления ВЧ могут иметь как одиночные колебательные контуры (с трансформаторным или автотрансформаторным включением контура в коллекторную цепь транзистора), так и двухконтурные полосовые фильтры, которые, правда, усложняют каскад, но зато обеспечивают ему лучшую селективность. Кстати, в диапазоне КВ контуры усилителя ВЧ не могут обеспечить сколько-нибудь заметной селективности по соседнему каналу. Даже у двухконтурных полосовых фильтров на частотах в несколько мегагерц, а тем более десятков мегагерц полоса пропускания на уровне 0,7 составляет десятки килогерц; следовательно, сигнал соседнего канала (±10 кГц от резонансной) практически без ослабления проходит через контуры усилителя ВЧ. В диапазоне ДВ и на низкочастотном участке диапазона СВ контуры усилителя ВЧ обладают заметной избирательностью и

по соседнему каналу; полоса пропускания этих контуров может оказаться даже у́же необходимой, и приходится принимать меры к ее расширению. Но это частный случай. Основная же задача усилителя ВЧ супергетеродина — обеспечение приемнику селективности по зеркальному каналу.

Речь здесь идет вот о чем. Предположим, что антенна подключена непосредственно к смесителю супергетеродина и принимаются сигналы радиостанции, работающей, например, на частоте 4 МГц. В этом случае гетеродин преобразовательного каскада приемника должен быть настроен на частоту $f_г = f_{c1} + f_{пр} = 4 + 0{,}465 = 4{,}465$ МГц. При такой настройке гетеродина сигналы радиостанции образуют с колебаниями гетеродина биения промежуточной частоты, которые пройдут через усилитель ПЧ приемника, и передача радиостанции будет принята. Казалось бы, все в порядке, но...

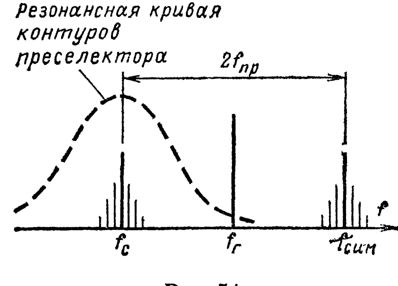


Рис. 54.

Представьте, что одновременно с «нашей» радиостанцией, частота которой 4 МГц, работает радиостанция на частоте 4,930 МГц, т. е. отстоящая от нее на удвоенную промежуточную частоту: 465×2 = =930 кГц. Если ее сигналы поступят на вход смесителя, то они тоже образуют с колебаниями гетеродина биения промежуточной частоты: $f_{c2} - f_г = 4{,}930 - 4{,}465 = 0{,}465$ МГц. Следовательно, сигналы обеих радиостанций пройдут через усилитель ПЧ и будут слышны в громкоговорителе приемника. Вот эту частоту мешающей радиостанции, отстоящую от частоты принимаемого сигнала на удвоенную промежуточную, и называют частотой зеркального канала. Чтобы избавиться от приема зеркальной помехи, надо между антенной и входом преобразовательного каскада включить контуры, настроенные на принимаемую частоту (рис. 54). Тогда сигнал «зеркальной» радиостанции будет значительно ослаблен, и тем сильнее, чем выше добротность контуров, настроенных на принимаемую частоту.

Обычно в супергетеродинном приемнике с усилителем ВЧ есть два (как минимум) таких контура: один в коллекторной цепи транзистора усилителя, другой на входе усилителя. Настройка контура в коллекторной цепи транзистора не имеет каких-либо особенностей по сравнению с настройкой контура усилителя ПЧ, за исключением того, что частота контура должна быть «уложена» в диапазон. Начинают с низкочастотного конца диапазона, настраивая контур изменением индуктивности его катушки, затем переходят на высокочастотный конец и настройку ведут изменением емкости контурного конденсатора (подстроечным конденсатором или подбором емкости постоянного конденсатора, подключенного параллельно контурной катушке). Затем повторяют настройку контура на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона. И так несколько раз, пока контур не будет перекрывать диапазон частот, соответствующих нанесенным на шкале настройки приемника.

Настройка контура на входе усилителя ВЧ имеет свои особенности, потому что к нему присоединяют антенну. В транзисторном приемнике возможны антенны трех видов: внешняя в виде сравнительно длинного отрезка провода, внешняя штыревая и внутренняя магнитная. Присоединение к входному контуру антенны равносильно подключению к нему некоторой емкости C_A, индуктивности L_A и активного сопротивления R_A. Это приводит к изменению частоты настройки входного контура, что необходимо учитывать в процессе настройки усилителя путем подключения ГСС к антенному гнезду приемника через специальный переходный элемент — эквивалент антенны.

Для диапазонов ДВ, СВ и КВ (до 10 м) эквивалент наружной антенны собирают по схеме, показанной на рис. 55. Его параметры:

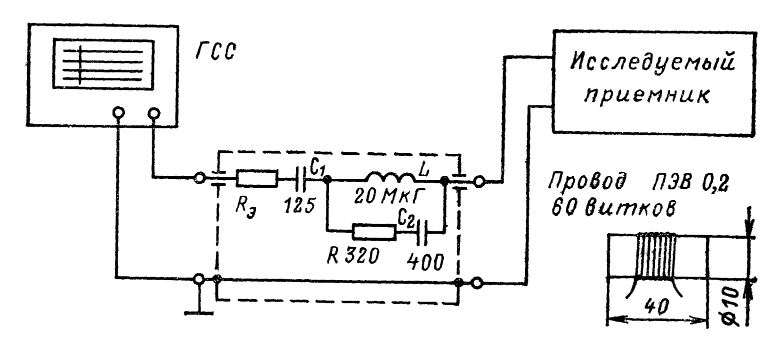


Рис. 55.

L_A=20 мкГн, C_A=200 пФ, R_A=25 Ом [1]. В диапазоне КВ можно обойтись одним резистором сопротивлением 400 Ом, включив его между ГСС и антенным входом приемника. Уровень сигнала на входе приемника (или усилителя ВЧ) считают равным уровню выходного напряжения ГСС. О сопротивлении резистора $R_э$ см. с. 128.

Если приемник работает со штыревой антенной, то эквивалент антенны должен быть другим, поскольку параметры такой антенны частотно-зависимы и, кроме того, зависят от размеров корпуса приемника и длины выступающей из него части штыря. Схема эквивалентной штыревой антенны переносных приемников показана на рис. 56, *а*. Для настройки автомобильных приемников следует пользоваться эквивалентом антенны по схеме на рис. 56, *б*. Эквиваленты антенн по схемам на рис. 56, *в* и *г* предназначаются соответственно для работы в диапазоне УКВ.

Внутренняя магнитная антенна является по существу входным контуром приемника. Подключение же ГСС непосредственно к кон-

---

[1] Значения сопротивлений и емкостей, указанных на схемах эквивалентов антенн, не соответствуют номинальным значениям стандартных резисторов и конденсаторов, поэтому приходится составлять их из двух-трех резисторов и конденсаторов. Впрочем, при измерениях не возникнет большой погрешности, если установить в эквивалент детали ближайших стандартных номиналов.

туру изменяет его настройку. Поэтому связь ГСС с магнитной антенной осуществляют посредством электромагнитного поля. Чтобы создать его, к выходу ГСС подсоединяют через резистор сопротивлением 80 Ом рамочную антенну (рис. 57), изготовленную из медной проволоки диаметром 4—5 мм. Рамку располагают на расстоянии 1 м от ее плоскости до середины ферритового стержня магнитной ан-

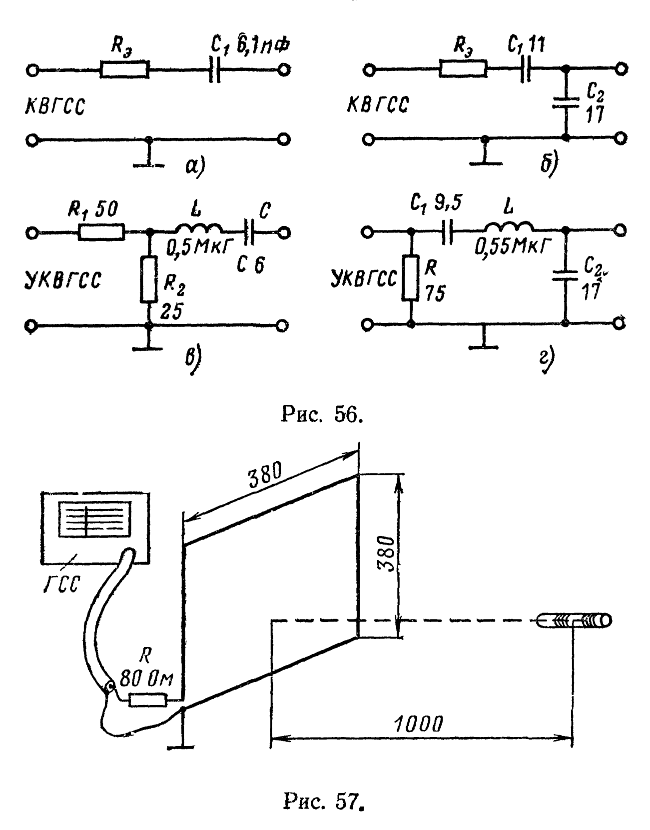


Рис. 56.

Рис. 57.

тенны приемника. Напряженность E поля вокруг магнитной антенны приемника будет $E = U_{ГСС}/10$ мкВ/м, где $U_{ГСС}$ — выходное напряжение ГСС.

При настройке входного контура УКВ диапазона приемника, работающего с наружной дипольной антенной (например, телевизионного типа), между ГСС и антенным входом приемника надо включить эквивалент антенны в виде резистора сопротивлением 50 Ом.

Процесс настройки и измерения параметров входного каскада никаких особенностей, кроме уже указанных, не имеет.

Примером широкополосных усилителей могут служить телевизионные усилители. Если в усилителе ПЧ радиовещательного приемника отношение полосы пропускания к номинальному значению промежуточной частоты составляет около 1/50, то в усилителе ПЧ телевизора это отношение должно быть примерно 1/8. Частотная характеристика со столь широкой полосой пропускания формируется суммарно всеми каскадами усилителя, причем одни каскады «ответственны» за крайние участки полосы пропускания, другие — за ее центральный участок.

Усилителю ПЧ телевизора можно обеспечить заданную полосу пропускания около 5,5 МГц двухконтурным полосовым фильтром. Но такой фильтр не создаст необходимую селективность по соседним телевизионным каналам, а в телевидении недостаточная селективность приводит к весьма заметным помехам на экране. Поэтому усилители ПЧ современных телевизоров содержат сложные многоконтурные колебательные системы. Настройка их сложна, поэтому перед работой с телевизором надо обязательно познакомиться с описанием данного усилителя ПЧ и рекомендациями по его настройке. Как правило, в рекомендациях приводятся частотные характеристики каждого из каскадов усилителя ПЧ телевизора, указывается влияние их на форму результирующей, т. е. общей, характеристики всего усилителя и т. п. Не обязательно, конечно, разыскивать специальные заводские инструкции по настройке телевизора данного типа (они имеются в телевизионных ателье), достаточно заглянуть в справочники по телевизионным приемникам — в них приведены усредненные частотные характеристики для каждой модели телевизора и необходимые рекомендации.

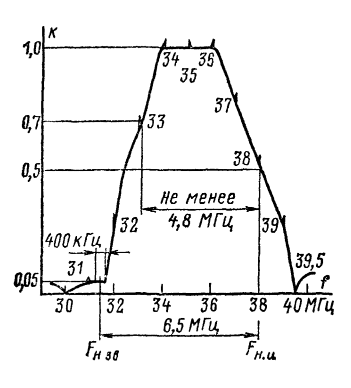


Рис. 58.

Существуют общие принципы настройки усилителей ПЧ телевизоров. Дело в том, что независимо от модели телевизора форма частотной характеристики его усилителя ПЧ должна быть совершенно определенной (рис. 58). Промежуточная частота несущей изображения $F_{н.из}$ у всех телевизоров равна 38 МГц, а промежуточная частота сигналов звукового сопровождения $F_{н.зв}$, отстоящая от несущей изображения на 6,5 МГц, равна 31,5 МГц. Частотная характеристика усилителя ПЧ должна быть сформирована таким образом, чтобы несущая изображения (38 МГц) располагалась на уровне 0,5 правого склона характеристики. Если положение несущей сместить по склону ниже, то произойдет ослабление низкочастотных составляющих сигнала изображения. В результате на экране телевизора появятся серые полосы справа от предметов. Если же несущая изображения «вползет» на вершину частотной характеристики, то усиление низкочастотных составляющих спектра видеосигнала чрезмерно возрастет, и это приведет к нарушению воспроизведения оттенков — умень-

шится общее число градаций тонов, изображение станет очень контрастным, без серых полутонов.

Требование расположения несущей сигнала изображения на уровне 0,5 правого склона частотной характеристики усилителя ПЧ объясняется тем обстоятельством, что в телевидении передаются в эфир не обе боковые полосы модуляции, как в радиовещании, а только одна — более высокочастотная. Нижняя боковая полоса на передатчике подавляется специальными фильтрами. А чтобы не возникло специфических искажений, такое подавление должно быть нерезким, постепенным. Поэтому некоторая часть низкочастотных составляющих нижней боковой полосы все же излучается в эфир и воспринимается приемником. Получается, что амплитуда низкочастотных составляющих видеосигнала примерно в полосе частот 1 МГц увеличена по сравнению с более высокочастотными составляющими телевизионного сигнала. Чтобы при этом не возникло низкочастотных искажений, низкочастотные составляющие приходится располагать на пологом склоне характеристики усилителя ПЧ, начиная с уровня 0,5.

Левый склон характеристики на участке частот 32—33 МГц обеспечивает четкость принимаемого изображения (воспроизведение мелких деталей). Он не должен быть пологим, иначе сузится полоса пропускания усилителя ПЧ, снизится усиление высокочастотных составляющих видеосигнала. Слишком большая крутизна этого склона приводит к значительным фазовым искажениям: на изображении возникает так называемый «звон» — мелкая многократная белая окантовка предметов.

Форма средней части характеристики на участке частот 34—36 МГц определяет правильность передачи полутонов средних по размеру деталей изображения. Впадины в этой части характеристики приведут к появлению серых линий и белых «хвостов» около вертикальных черных линий. Принято считать, что неравномерность частотной характеристики усилителя ПЧ в полосе пропускания по отношению к уровню на частоте 37 МГц не должна превышать 30% при расположении несущей 38 МГц на уровне 0,5.

Что же касается селективных свойств усилителя ПЧ телевизора, то здесь надо иметь в виду, что более всего видеосигналу мешает сигнал звукового сопровождения этой же программы, расположенный на 6,5 МГц выше частоты несущей изображения. Между обеими несущими образуются биения с частотой 6,5 МГц, вызывающие на экране телевизора мелкую черную сетку, подергивающуюся в такт с усиливающимися звуковыми сигналами. Поэтому несущую звукового сопровождения, казалось бы, надо совершенно подавить в усилителе ПЧ видеоканала. Делать это, однако, не следует, потому что современные телевизоры работают по одноканальной системе, при которой несущей звукового сопровождения после видеодетектора становятся именно биения с частотой 6,5 МГц. Это очень удобно, так как точная настройка на частоту сигналов звукового сопровождения получается как раз в момент правильного положения несущей изображения на правом склоне частотной характеристики усилителя ПЧ. Но это приводит к постоянному присутствию помехи с частотой 6,5 МГц.

Чтобы сделать эту помеху незаметной на экране телевизора, надо по возможности ослабить несущую звукового сопровождения в усилителе ПЧ видеоканала (биения с частотой 6,5 МГц будут потом усилены в канале УПЧ звука, контуры которого настроены именно на частоту 6,5 МГц). Поэтому частотную характеристику

усилителя ПЧ канала изображения формируют таким образом, чтобы несущая звукового сопровождения 31,5 МГц была подавлена до уровня 0,1—0,05. Ее располагают на «ступеньке» шириной 350—450 кГц. Ступенька должна быть обязательно плоской, иначе частотно-модулированный сигнал звукового сопровождения будет продетектирован в канале изображения и на изображении появятся черные горизонтальные полосы, «вздрагивающие» при громких звуках.

Усилитель ПЧ канала изображения должен также обеспечить подавление сигналов соседних телевизионных каналов. Слева полосы пропускания будет располагаться несущая сигналов изображения более высокочастотного телевизионного канала (на частоте —8 МГц от промежуточной частоты несущей изображения «нашего» телевизионного канала, т. е. на частоте 30 МГц), а справа от полосы пропускания на частоте +1,5 МГц от несущей изображения (т. е. на частоте 39,5 МГц) — несущая звукового сопровождения ближайшего низкочастотного телевизионного канала. Поэтому частоты 30 и 39,5 МГц должны быть подавлены как можно значительнее, что достигается включением в усилитель ПЧ режекторных (подавительных) контуров, настроенных на эти частоты.

Частотная характеристика усилителя ПЧ канала изображения телевизора имеет сложную форму. Настраивать усилитель приходится в определенной последовательности, причем контуры влияют на форму всей характеристики и особенно на каком-то одном ее участке. Поэтому настройку телевизора желательно вести при помощи осциллографического ИЧХ. Настройка усилителя ПЧ телевизора с помощью ГСС и индикатора настройки сложна и длительна.

В практике настройки телевизоров наиболее распространены приборы Х1-7 (ПНТ-59). Существуют и радиолюбительские конструкции подобных приборов. Принцип их действия подобен уже рассмотренным нами ИЧХ на биениях. Особенность заключается в том, что для получения широкой полосы качания (до 10—15 МГц) в них используют генератор качающейся частоты с магнитным модулятором. Определение частотных параметров характеристики производят по частотным меткам, получаемым от встроенного в прибор кварцевого калибратора. Метки следуют через 1 МГц, причем каждая десятая метка (иногда пятая) большей амплитуды. Доли мегагерц определяют по масштабной сетке, установленной перед экраном прибора можно для этой цели воспользоваться и внешним высокочастотным генератором (см. с. 91).

Процесс настройки и измерения параметров усилителя ПЧ телевизора не имеет каких-либо принципиальных отличий от настройки любого усилителя ПЧ. Но широкая полоса пропускания, а главное — высокие частоты, на которых он работает, заставляют принимать некоторые предосторожности, чтобы получить правильные результаты измерений.

Прежде всего надо правильно присоединить приборы к усилителю ПЧ. Так как частоты высокие (30—40 МГц), то отсутствие согласования между волновым сопротивлением соединительного кабеля ГКЧ или ГСС и входом усилителя может привести к появлению в кабеле стоячих волн. В результате амплитуда колебаний на входе усилителя окажется совершенно иной, чем на выходе генератора, к тому же будет изменяться с частотой (с изменением частоты изменяются длина волны, а следовательно, и условия ее распространения в кабеле). А так как при работе ГКЧ частота его непрерывно изменяется, то на входе усилителя будет не постоянная амплитуда колеба-

ний, а изменяющаяся. На изображении частотной характеристики появятся пики и провалы, которых нет на самом деле.

Согласование выхода ГКЧ со входом усилителя обеспечивает равенство их сопротивлений с волновым сопротивлением соединительного кабеля (в этом случае не будет отражений электромагнитной энергии от входа и выхода). Для соединения обычно применяют специальный коаксиальный высокочастотный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. Выход ГКЧ всегда согласован с таким кабелем, а вход усилителя ПЧ часто имеет совершенно другое входное сопротивление и поэтому требует согласования. Для этого параллельно входу усилителя ПЧ подключают резистор сопротивлением 75 Ом, нагружая тем самым кабель на сопротивление, равное его волновому сопротивлению.

Выход ГКЧ следует подключать к цепям, в которых присутствует постоянное напряжение, через конденсатор емкостью около 1000 пФ, иначе подключение будет равносильно подсоединению к цепи сопротивления 75 Ом. И еще одно замечание: подключать кабель ГКЧ к усилителю надо без дополнительных соединительных проводов, непосредственно «крокодилом» наконечника кабеля, а «крокодил» оплетки кабеля соединять с ближайшей «заземленной» точкой (на панелях современных телевизоров для этого предназначены специальные контрольные точки, выполненные в виде пары штырьков — контрольная точка и рядом «заземляющий» штырек). Если же для соединений применять проводники длиной хотя бы в несколько сантиметров, то могут возникнуть паразитные связи и форма кривой на экране прибора будет изменяться при перемещении соединительного кабеля, приближении рук и т. п.

Вход осциллографа ИЧХ следует подключать к усилителю ПЧ через резистор сопротивлением 47—51 кОм, что уменьшает влияние входной емкости осциллографа на настройку контуров усилителя. Старайтесь выбрать такую точку подключения осциллографа, которая отделена от настраиваемого контура транзистором или электронной лампой.

Как правило, усилитель подключен к системе автоматической регулировки усиления (АРУ). Чаще всего АРУ «следит» за уровнем гасящих или синхронизирующих импульсов. Поэтому при настройке, когда система АРУ неуправляема и напряжение ее отсутствует, усилитель находится в нерабочем состоянии. Следовательно, надо позаботиться о том, чтобы обеспечить в цепях АРУ это напряжение от внешнего источника. Как это сделать, указано в инструкции налаживания телевизора.

Еще одна рекомендация: при настройке и измерении параметров усилителя ПЧ канала изображения селектор каналов следует отключить или сорвать генерацию гетеродина этого блока телевизора. Иначе на экране ИЧХ появится множество кривых, разобраться в которых трудно. Следует выключить и строчную развертку, так как она может наводить на ИЧХ помеху с частотой 15 кГц, а это приведет к размытости осциллограммы.

Теперь об измерении коэффициента усиления и селективности усилителя ПЧ. Обычно измеряют его чувствительность, т. е. определяют, при каком входном напряжении сигнала на выходе усилителя развивается нормальное напряжение.

Для получения нормального по яркости и контрастности изображения на кинескоп должно быть подано напряжение видеосигнала с определенным размахом. Поэтому чувствительность телевизора и

усилителя ПЧ канала изображения принято измерять при условии, что на выходе видеоусилителя (или на катоде кинескопа) среднеквадратичное значение видеосигнала составляет 2,8—3,2 В. Именно такое выходное напряжение называют нормальным. Таким образом, для измерения чувствительности усилителя ПЧ канала изображения надо присоединить к его входу ГСС (с соблюдением мер по согласованию входных и выходных сопротивлений), а к выходу видеоусилителя телевизора или катоду кинескопа подключить вольтметр, шкала которого градуирована в среднеквадратичных значениях. ГСС следует настроить на промежуточную частоту несущей изображения 38 МГц (предварительно убедившись, что эта частота располагается на уровне 0,5 правого склона частотной характеристики УПЧ) и включить амплитудную модуляцию с глубиной 50%. Ручка контрастности должна находиться в положении максимального усиления. Далее на выходе ГСС устанавливают такой уровень сигнала, при котором вольтметр на выходе видеоусилителя покажет нормальное напряжение. Тогда показания выходного делителя ГСС и будут соответствовать чувствительности усилителя ПЧ канала изображения (обычно 2—1,5 мВ).

Затем проверяют селективные свойства усилителя. Подключение приборов остается прежним, настройка тоже. Уровень выходного сигнала ГСС уменьшают до такого напряжения, при котором вольтметр на выходе видеоусилителя показывает 0,5 В. Далее ГСС перестраивают на частоту 30 МГц и выходной сигнал увеличивают до напряжения, при котором вольтметр на выходе видеоусилителя покажет опять 0,5 В. После этого можно определить в децибелах селективность усилителя на данной частоте по отношению к промежуточной частоте несущей изображения:

$$Se = 20 \lg \frac{U_{30\text{МГц}}}{U_{38\text{МГц}}},$$

где $U_{30\text{МГц}}$ — напряжение на выходе ГСС на частоте 30 МГц; $U_{38\text{МГц}}$ — то же на частоте 38 МГц.

Таким же способом измеряют селективность на частоте 39,5 МГц. Она должна быть не хуже 40 дБ для телевизоров I класса, 30 дБ — II класса и 20 дБ — III класса.

Несколько слов о настройке и измерениях в усилителе ПЧ канала звукового сопровождения телевизора и усилителя ПЧ ЧМ канала УКВ радиовещательного приемника. Хотя это тоже широкополосные усилители, их полоса пропускания не менее 250—300 кГц при номинальной промежуточной частоте 6,5 МГц у телевизоров или 10,7 МГц у радиоприемников (впрочем, у радиоприемников бывают и другие значения промежуточной частоты), но несмотря на это настройка и измерение параметров подобных усилителей не имеют каких-либо особенностей по сравнению с усилителями, работающими на частоте 465 кГц. Форма частотной характеристики усилителей, формируемая обычными двухконтурными полосовыми фильтрами, чаще всего одногорбая. Возможна и двугорбая форма частотной характеристики при условии, что глубина провала не более 0,7 (3 дБ). Но следует обратить особое внимание на симметричность формы характеристики относительно номинальной промежуточной частоты, иначе при детектировании частотно-модулированного сигнала возникнут искажения.

В телевизоре, как в любом радиоприемном устройстве, есть широкополосный усилитель ВЧ — полоса пропускания около 6,5 МГц. Он находится в блоке селектора телевизионных каналов (СТК). Надо только иметь в виду, что СТК включает в себя не только усилитель ВЧ, но и преобразователь частоты (гетеродин и смеситель), на выходе которого установлен фильтр промежуточной частоты с широкой полосой пропускания (не менее 6,5 МГц). Поэтому, проверяя работу блока, надо рассмотреть частотную характеристику усилителей ВЧ и ПЧ.

Прежде всего проверяют настройку контура ПЧ. Для этого вход осциллографа прибора Х1-7 или ему подобного ИЧХ подключают к выходу первого каскада усилителя ПЧ канала изображения, например к резистору в катодной цепи лампы; если катод лампы соединен

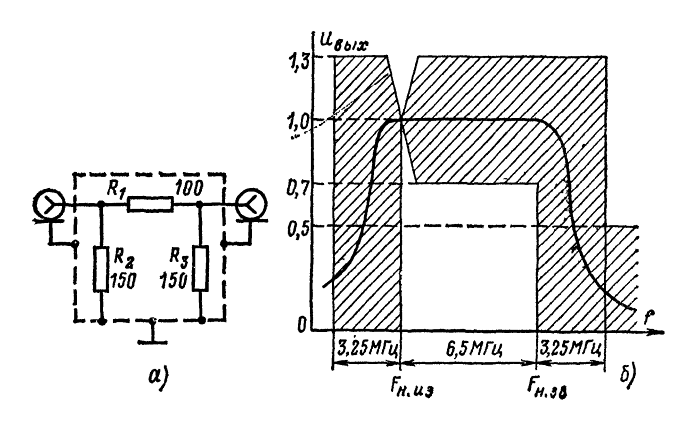


Рис. 59.

с шасси, то в эту цепь временно включают резистор сопротивлением 150 Ом. Чтобы контур каскада не оказывал влияния на форму характеристики контура ПЧ высокочастотного блока, выход первого каскада усилителя ПЧ шунтируют на корпус конденсатором емкостью 0,01 мкФ. Сигнал ГКЧ подают на вход смесителя блока СТК. Гетеродин блока отключают, вынув его сектор данного канала из барабанного переключателя. Выбрав соответствующий диапазон ИЧХ, получают на экране изображение частотной характеристики ПЧ контура блока. У большинства блоков характеристика двугорбая, причем горбы располагаются на промежуточных частотах несущих звукового сопровождения 31,5 МГц и изображения 38,0 МГц. Однако у некоторых высокочастотных блоков, например ПТК-10, ПТК-11, характеристика ПЧ контуров одногорбая: контуры настроены на частоту 34,75 МГц — среднюю частоту полосы пропускания. Во всяком случае промежуточные частоты несущих звукового сопровождения и изображения должны проходить через контуры без ослабления по отношению друг к другу.

Далее проверяют сквозную характеристику блока — от антенного входа. Для этого подключение осциллографа ИЧХ оставляют

прежним, а выход ГКЧ через согласующее устройство (рис. 59, *а*) соединяют с антенным входом блока. Это устройство представляет собой делитель с отношением 1 : 3, благодаря которому высокочастотное напряжение, поступающее на вход телевизора, составляет 1/3 напряжения на выходе ГСС. Согласующее устройство должно быть тщательно экранировано, иметь стандартный высокочастотный коаксиальный разъем с волновым сопротивлением 75 Ом для присоединения кабеля от ГСС, а выходной разъем должен представлять собой обычный телевизионный штекер для подключения прямо в антенное гнездо телевизора.

Включив в блоке нужный телевизионный канал и выбрав соответствующий диапазон частот ИЧХ, получают на экране прибора изображение частотной характеристики блока данного канала (рис. 59, *б*).

Форма характеристики должна находиться в пределах области, заштрихованной на рисунке, а ее полоса пропускания быть не менее 6,5 МГц. Такую проверку производят на всех действующих телевизионных каналах.

Если сквозная частотная характеристика блока не входит в заданные пределы (на всех каналах или только на одном из них), то проверяют настройку входных контуров и полосовых фильтров усилителя ВЧ. Начинают с полосового фильтра. Выход ГКЧ оставляют подключенным через согласующее устройство к антенному входу блока, вход осциллографа ИЧХ соединяют с контрольной точкой, а гетеродин выключают.

Включают соответствующий диапазон ИЧХ и получают на экране изображение частотной характеристики полосового фильтра данного канала блока. Характеристика — двугорбая, причем вершина левого горба должна приходиться на частоту несущей изображения данного телевизионного канала минус 0,75 МГц, а вершина правого горба — на частоту несущей звукового сопровождения плюс 0,75 МГц; высоты обоих горбов надо сделать одинаковыми.

Катушки фильтра не имеют подстроечных сердечников, их настраивают очень незначительным перемещением витков, которые затем закрепляют клеем БФ-2. Если, однако, частотная характеристика полосового фильтра имеет одинаковые искажения на всех каналах, то надо не трогать витки катушек, а включить самый высокочастотный канал и подстроить контуры конденсаторами. Тогда на всех каналах форма характеристики исправится автоматически.

Предположим, что форма частотной характеристики полосового фильтра ВЧ оказалась нормальной. Тогда причиной неправильной формы частотной характеристики блока может быть входной контур. Поэтому надо включить ИЧХ так же, как и при измерении сквозной частотной характеристики всего блока, получить на экране прибора характеристику и подстройкой входного контура данного телевизионного канала добиться нужной формы частотной характеристики блока.

Входное устройство СТК состоит из двух контуров: антенного, не имеющего подстроечного сердечника, и сеточного, настраиваемого латунным сердечником. Сначала надо попытаться получить нужную форму характеристики подстроечным сердечником — в большинстве случаев этого достаточно. А если этим приемом исправить форму характеристики не удастся, то придется подстраивать антенный контур осторожным смещением витков его катушки.

Измерение чувствительности радиоприемника

Об измерении чувствительности усилителей уже говорилось. Чувствительность зависит от коэффициента усиления, и она тем выше, чем коэффициент больше. Однако чувствительность радиоприемного устройства определяется не только его способностью усиливать принимаемые сигналы. Если бы радиоприемное устройство было абсолютно бесшумным, тогда, действительно, его чувствительность определялась только способностью усиливать принятые радиосигналы. Но отсоедините антенну от радиоприемника и установите регулятор громкости на максимум: в динамической головке громкоговорителя появится звук, напоминающий звук сыплящегося песка или мелкой крупы. Это собственный шум радиоприемника. Он-то и ставит предел реальной чувствительности радиоприемника. Ведь можно услышать только тот принятый сигнал, который будет по громкости не меньше громкости шума. Более тихий полезный сигнал шум просто-напросто заглушит.

В радиовещании принято, что уровень громкости радиопередачи должен по крайней мере на 20 дБ (в 10 раз) превышать уровень шумов на выходе радиоприемника, а в диапазоне УКВ это соотношение сигнал/шум должно быть еще большим — 26 дБ (в 20 раз).

Почему же радиоприемное устройство шумит? Основная причина — тепловое хаотичное движение электрически заряженных частиц. Шумят резисторы, транзисторы, электронные лампы, колебательные контуры, даже провода. Короче говоря, шумит весь радиоприемник от антенны до головки громкоговорителя. Особенно опасен шум антенны входного устройства и первого усилительного каскада, потому что их шум усиливается всеми остальными каскадами приемника. Создают шум и разного рода индустриальные помехи, имеющие широкий диапазон частот, а потому попадающие в полосу пропускания приемника; это и сигналы мощных или близкорасположенных радиостанций, а также радиоизлучение Солнца и даже Галактики. Все шумы накладываются на принимаемый сигнал и тем самым снижают реальную чувствительность приемника. Поэтому чувствительность принято характеризовать наименьшим уровнем входного сигнала, обеспечивающим при заданном соотношении сигнал/шум определенную мощность на выходе радиоприемника.

В качестве стандартной мощности радиоприемника, при которой производят измерения его параметров, приняты 50 мВт или 5 мВт (5 мВт — для приемников с максимальной выходной мощностью до 150 мВт). Однако измерять непосредственно мощность неудобно, поэтому измеряют выходное напряжение (см. с. 73). Зная полное сопротивление Z звуковой катушки динамической головки громкоговорителя, по формуле $U_{вых}=0{,}22\sqrt{Z}$ или по графику на рис. 60 легко определить выходное напряжение, соответствующее мощности 50 мВт.

Измерение реальной чувствительности радиоприемника надо вести в экранированной камере, исключающей наведение посторонних сигналов на антенный вход, причем особенно это важно при работе с генератором поля. В любительских условиях роль такой камеры в какой-то степени может играть комната в современном панельном доме, стены которого пронизаны частой металлической арматурой.

Измерение чувствительности производят следующим образом. На вход радиоприемника от ГСС через соответствующее согласующее устройство подают высокочастотный сигнал. Качество согласования выхода генератора с входом приемника при измерении чувствительности играет решающую роль. Вход радиовещательного приемника, как правило, рассчитан на присоединение антенн, схемы эквивалентов которых показаны на рис. 55 и 56. Выходное сопротивление генератора, например, типа ГСС-6 (Г4-1) при использовании внешнего делителя будет равно внутреннему сопротивлению этого делителя: на зажиме «10» оно равно 80 Ом, на зажиме «1» — 8 Ом и на зажиме «0,1»—0,8 Ом. При соединении эквивалента антенны с зажимом «10» резистор $R_э$ эквивалента антенны вообще отсутствует; то же будет и в случае присоединения эквивалента антенны непосредственно к выходному гнезду генератора ГСС-6 (без выносного делителя). В случае подключения эквивалента к зажиму «1» сопротивление резистора $R_э$ должно быть 80—8=72 Ом, при подключении к зажиму «0,1» его величина 80—0,8=79,2.

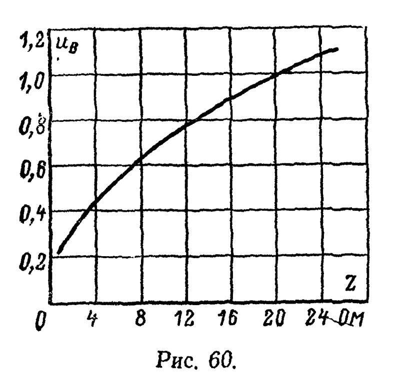


Рис. 60.

При измерении чувствительности в УКВ диапазоне выходное сопротивление ГСС обычно равно 75 Ом, поэтому надо пользоваться эквивалентом антенны, схема которого показана на рис. 56, *г* (без дополнительных сопротивлений).

Наконец, при использовании генератора поля (см. рис. 57) рамку надо присоединять к выходному гнезду генератора, а не к выносному делителю.

Эквивалент антенны должен быть тщательно экранирован, находиться непосредственно у антенного ввода радиоприемника и подключаться к нему при помощи стандартного разъема. Экран эквивалента соединяют с зажимом «Земля» приемника проводником длиной не более 10—20 мм. Выносной делитель генератора надо подключить к эквиваленту короткими проводниками. Только при соблюдении таких условий можно измерить чувствительность приемника с достаточной точностью.

К звуковой катушке головки громкоговорителя, или ее эквиваленту по полному сопротивлению, подключают индикатор выхода, а лучше — электронный вольтметр, реагирующий на среднеквадратичное значение переменного напряжения: приходится измерять напряжение шумов, форма сигнала которых хаотична, и градуировка вольтметра, реагирующего на амплитудное или средневыпрямленное напряжение, будет неверна. Но можно обойтись и обычным электронным вольтметром, так как погрешность измерения чувствительности зависит главным образом от точности определения выходного напряжения ГСС, которая редко бывает лучше 10%.

Измерения производят в трех точках каждого диапазона: на краях и в середине. Приемник настраивают на нужную частоту, а регулятор громкости — на максимум (регулятор полосы пропуска-

ния усилителя ПЧ, если он есть, устанавливают в положение наиболее широкой полосы; это же относится и к регуляторам тембра). В ГСС включают амплитудную модуляцию частотой 1000 Гц и глубиной 30%. Настраивают ГСС на частоту радиоприемника по максимальному отклонению стрелки индикатора выхода. Далее регулируют уровень выходного напряжения ГСС таким образом, чтобы индикатор выхода зафиксировал напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности. Чувствительность приемника будет равна выходному напряжению ГСС (в микровольтах), снятому по шкале аттенюатора.

Далее выясняют, реальная ли это чувствительность, т. е. соответствует ли она заданному соотношению сигнал/шум. Ведь индикатор выхода измеряет результирующее напряжение, складывающееся из напряжений сигнала $U_с$, шумов $U_ш$ и внешних помех $U_п$. Чтобы измерить эти составляющие, модуляцию ГСС выключают. Показания индикатора выхода при этом заметно уменьшатся и будут соответствовать значению $U_ш+U_п$, так как в это время напряжение звуковой частоты на нагрузке детектора приемника от сигнала ГСС отсутствует. Далее измеряют напряжение собственных шумов приемника, для чего замыкают накоротко антенный вход приемника. Теперь внешние помехи уже не попадают в приемник, и показания индикатора выхода будут определяться только внутренними шумами. Вычисляют отношение $(U_ш+U_п)/U_ш$. Если оно в 4 раза или более меньше требуемого отношения сигнал/шум, то действием внешней помехи $U_п$ пренебрегают.

В случае же слишком больших внешних помех их учитывают следующим образом: так как нельзя определить отношение сигнал/шум, а получается отношение $(U_с+U_ш+U_п)/U_ш$, то вместо отношения сигнал/шум ориентируются на $(U_с/U_ш)^2+(U_ш+U_п)^2$, которая не должна быть хуже заданного отношения сигнал/шум.

Если в результате проведенных измерений это отношение оказалось не более заданного отношения сигнал/шум, то полученное выше значение чувствительности является реальной чувствительностью приемника.

Но предположим, что полученное отношение сигнал/шум хуже заданного. Это означает, что шумы приемника велики и их надо уменьшить. Для этого уменьшают усиление приемника, например, регулятором усилителя НЧ, замыкают антенный вход приемника и измеряют напряжение $U_ш$ внутренних шумов. Затем, не изменяя положения регулятора громкости приемника, размыкают антенный вход, включают в ГСС модуляцию и регулируют его выходное напряжение до такого значения, при котором индикатор выхода приемника отметит напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности 50 мВт. Определяют новое отношение $U_с/U_ш$ или выражение с учетом напряжения помех $U_п$. Если оно соответствует заданному значению, то получается значение реальной чувствительности приемника. Если и оно опять меньше заданного, то снова уменьшают усиление приемника и т. д.

При измерении чувствительности приемника телеграфных сигналов или однополосных сигналов (*SSB*) модуляция ГСС должна быть выключена. В приемнике включают тональный генератор и настраивают его таким образом, чтобы на выходе приемника появились тональные колебания с частотой 1000 Гц. Далее регулировкой выходного напряжения ГСС добиваются нужных показаний индикатора

выхода приемника. Все остальные измерения производят обычным образом, принимая отношение сигнал/шум равным 10 дБ.

При измерении чувствительности УКВ радиовещательных приемников с частотной модуляцией ГСС должен обеспечивать следующие параметры частотной модуляции: частота модуляции 1000 Гц, девиация частоты (полоса качания) 15 кГц.

Какой же чувствительностью должен обладать радиоприемник? Это зависит от назначения и класса приемника. Приемники, предназначенные для любительской коротковолновой радиосвязи, обладают очень высокой чувствительностью, около 1—3 мкВ. Это предельная чувствительность приемника, работающего с обычной антенной; более высокую реальную чувствительность получить очень трудно — слишком велики внешние помехи, воспринимаемые антенной. Чувствительность радиовещательных приемников даже высшего класса в диапазонах ДВ, СВ и КВ не лучше 50 мкВ, а для более низких классов она находится в пределах 200—300 мкВ. Если прием ведется на внутреннюю магнитную антенну, то чувствительность приемника должна находиться в пределах 1—3 мВ/м. Чувствительность радиовещательных приемников в УКВ диапазоне составляет 10—30 мкВ, а у радиовещательных приемников высшего класса даже 5 мкВ.

Надо сказать, что чаще всего измерения дают завышенный результат, т. е. действительная чувствительность приемника оказывается хуже, чем показывают приборы. Основной источник погрешности измерений, особенно у чувствительных приемников, — проникновение сигнала на вход приемника помимо эквивалента антенны.

И еще одно предупреждение: если измерение чувствительности дает весьма низкий результат, к тому же обнаружена большая неравномерность чувствительности по диапазону, а предварительные измерения коэффициентов усиления отдельных блоков приемиика показали нормальную работу, то причиной низкой чувствительности супергетеродинного приемника скорее всего будет плохое сопряжение настроек входных и гетеродинных контуров.

Измерение чувствительности телевизора

В канале изображения телевизионного приемника различают три вида чувствительности. Первый вид — чувствительность, ограниченная усилением. По своей сути она напоминает чувствительность радиоприемника без учета шумов. В самом деле, чувствительность, ограниченная усилением, представляет собой наименьшее напряжение несущей частоты сигнала изображения на входе телевизора, необходимое для получения нормального напряжения на выходе видеоусилителя (см. с. 124). Регулятор контрастности (т. е. регулятор усиления видеотракта) должен быть установлен на максимум.

Другой вид — чувствительность, учитывающая шумы. Чувствительность, ограниченная шумами, представляет собой наименьшее напряжение несущей сигнала изображения на входе телевизора, при котором отношение нормального напряжения на выходе видеоусилителя к среднеквадратичному напряжению шумов равно 20 дБ. Это — реальная чувствительность.

Третий вид чувствительности телевизора — чувствительность, ограниченная устойчивостью синхронизации. Это наименьшее напряжение несущей сигнала изображения, при котором еще сохраняется устойчивая синхронизация.

На практике наиболее часто качество телевизора оценивают по чувствительности, ограниченной усилением. Возможно, так поступают потому, что измерять два других вида чувствительности сложно, для этого требуются специальные приборы. Так, для измерения чувствительности, ограниченной устойчивостью синхронизации, надо модулировать ГСС полным видеосигналом. Для этого нужен специальный телевизионный генератор. А для измерения чувствительности, ограниченной шумами, необходим термисторный вольтметр с фильтром верхних частот.

Чувствительность канала изображения, ограниченную усилением, измеряют следующим образом. ГСС с амплитудной модуляцией подключают к антенному входу телевизора через согласующее устройство, схема которого показана на рис. 59, *а*. В качестве индикатора выхода используют любой электронный вольтметр, подключая его к выходу видеоусилителя или катоду кинескопа через конденсатор емкостью 0,1 мкФ.

Перед измерением надо правильно установить частоту гетеродина высокочастотного блока телевизора. Это можно сделать разными способами. Например, если телевизор работает нормально, то можно установить частоту гетеродина при приеме телепередачи по наилучшему качеству изображения и отсутствию помех со стороны сигналов звукового сопровождения. Если же получить телевизионное изображение по каким-либо причинам невозможно, то нужен хороший УКВ волномер или электронный частотомер для непосредственного измерения частоты на входе смесителя. Частота гетеродина должна быть на 38 МГц выше частоты несущей сигнала изображения данного телевизионного канала. Например, если частота несущей изображения первого канала 49,75 МГц, то частота гетеродина должна быть 49,75+38=87,75 МГц. Только в этом случае промежуточная частота несущей видеосигнала будет равна 38 МГц и окажется на уровне 0,5 правого склона частотной характеристики усилителя ПЧ.

Наконец, частоту гетеродина можно установить при помощи измерителя частотных характеристик. Для этого выход ГКЧ через устройство, схема которого показана на рис. 59, соединяют с антенным входом телевизора, а вход осциллографа измерителя подключают через резистор сопротивлением 47—51 кОм к выходу видеодетектора телевизора. Затем устанавливают по частотным меткам необходимый диапазон частот и ширину качания ГКЧ, включают нужный телевизионный канал в высокочастотном блоке телевизора и получают на экране измерителя частотных характеристик изображение характеристики видеоканала телевизора (рис. 61). Регулируя частоту гетеродина, надо добиться такого положения, при котором несущая частота сигнала изображения данного канала (для первого канала — 87,75 МГц) окажется на уровне 0,5 левого склона характеристики. Отсчет частот ведут по частотным меткам измерителя частотных характеристик или по метке внешнего ГСС.

Когда частота гетеродина установлена, приступают к измерению чувствительности по описанной выше методике. В ГСС включают амплитудную модуляцию частотой 1000 Гц и глубиной 50%, настраивают его точно на частоту несущей изображения данного телевизионного канала и устанавливают такое выходное напряжение, при котором вольтметр на выходе видеоусилителя показывал бы нормальное напряжение (2,8—3,2 В среднеквадратичного значения). При

этом регулятор контрастности должен находиться в положении максимального усиления. Чувствительность канала изображения телевизора будет равна показаниям шкал выходного аттенюатора ГСС, деленным на три — на коэффициент деления согласующего устройства, включенного между выходом ГСС и антенным входом телевизора.

Чувствительность телевизора первого класса не должна быть хуже 50—75 мкВ. У телевизоров более низких классов она может быть около 100—300 мкВ.

Затем, не изменяя настройки гетеродина высокочастотного блока, измеряют чувствительность канала звукового сопровождения.

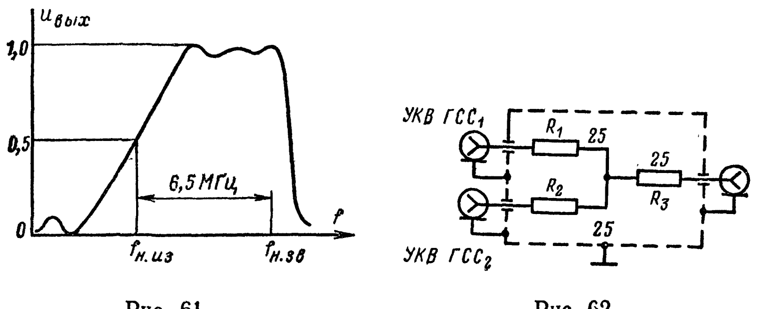


Рис. 61. Рис. 62.

Для этого электронный вольтметр присоединяют к звуковой катушке головки громкоговорителя телевизора, а к антенному входу телевизора через согласующее устройство, собранное по схеме на рис. 62, подключают два ГСС: один с амплитудной, второй — с частотной модуляцией. Конструкция этого согласующего устройства, ослабляющего сигнал каждого ГСС на входе телевизора в 2 раза, должна быть такой же, как предыдущего (см. с. 126).

Регулятор громкости телевизора устанавливают в положение максимальной громкости. В канале изображения все остается в том же положении, что и при измерении чувствительности, в том числе и настройка ГСС с амплитудной модуляцией на частоту несущей сигнала изображения данного канала. ГСС с частотной модуляцией (частота модуляции 1000 Гц, девиация частоты 50 кГц) настраивают на частоту несущей звукового сопровождения данного телевизионного канала — она на 6,5 МГц больше частоты несущей изображения. Эта разность в 6,5 МГц между настройками ГСС должна быть выдержана весьма точно, так как при ошибке хотя бы в 100 кГц частота биений на выходе видеодетектора будет заметно отличаться от частоты настройки контуров усилителя ПЧ канала звукового сопровождения и измерение чувствительности этого канала окажется неверным. Лучше всего произвести настройку ГСС с частотной модуляцией с помощью частотомера, слабо связав его (небольшим отрезком изолированного провода) с усилителем ПЧ канала звука и измерив разностную частоту при выключенной модуляции обоих ГСС.

Когда оба ГСС правильно настроены, включают их модуляцию и уровень выходного напряжения ГСС с частотной модуляцией устанавливают таким, чтобы вольтметр на выходе усилителя НЧ канала

звукового сопровождения зафиксировал напряжение, соответствующее стандартной мощности 50 мВт. Когда это достигнуто, на выходе ГСС с амплитудной модуляцией устанавливают выходное напряжение, в 2 раза превышающее напряжение на выходе ГСС с частотной модуляцией, а регулятором контрастности — нормальное напряжение на выходе видеоусилителя 2,8—3,2 В. При этом напряжение на выходе канала звукового сопровождения может несколько измениться, поэтому регулировкой выходного напряжения ГСС с частотной модуляцией надо вновь получить прежние показания вольтметра на выходе УНЧ телевизора, опять установить соотношение уровней выходного напряжения обоих ГСС, соответствующее 2 : 1, регулятором контрастности вновь получить нормальное напряжение на выходе видеоусилителя — и так до тех пор, пока не будут достигнуты нужные показания вольтметров и соотношение уровней выходного напряжения обоих ГСС. Последнее необходимо потому, что в реальном телевизионном сигнале соблюдается именно такое соотношение уровней между сигналами изображения и звукового сопровождения при установке регулятора контрастности в положение, соответствующее нормальной контрастности «картинки».

Когда все это достигнуто, чувствительность телевизора по каналу звукового сопровождения будет численно равна выходному напряжению ГСС с частотной модуляцией, деленному на два — на коэффициент ослабления согласующего устройства. Чувствительность по этому каналу должна быть примерно такой же, как и по каналу изображения. Если же она окажется существенно меньше (в 2—5 раз и более), а ошибка при измерении исключена, то проверяют коэффициенты усиления усилителей НЧ и ПЧ канала звукового сопровождения. Если эти коэффициенты в норме, а контуры усилителя ПЧ канала звукового сопровождения настроены точно на частоту 6,5 МГц, то проверяют частотную характеристику усилителя ПЧ канала изображения: «ступенька» этой характеристики, на которой располагается промежуточная частота несущей звука 31,5 МГц, должна находиться на уровне не ниже 0,05, иначе происходит слишком сильное ослабление сигналов звукового сопровождения. Если же тут все в порядке, то надо проверить форму частотной характеристики высокочастотного блока на данном телевизионном канале: при слишком узкой полосе пропускания блока (менее 6,5 МГц) несущая звукового сопровождения не попадает в эту полосу (см. рис. 61), а потому оказывается значительно ослабленной.

ИЗМЕРЕНИЕ СЕЛЕКТИВНОСТИ РАДИОПРИЕМНИКА

Односигнальные методы измерения селективности

Мы уже говорили об измерении селективности усилителя — способности ослаблять сигналы, частоты которых не входят в его полосу пропускания. Упоминали о коэффициенте прямоугольности и некоторых других параметрах, характеризующих селективность резонансного устройства. Однако, если говорить о радиоприемнике в целом, то понятие его селективности значительно усложняется. Так, если в усилителе ПЧ радиоприемника мы имели дело лишь с селективностью по соседнему каналу, то у супергетеродинного приемника

много каналов, по которым помеха может попадать на выход детектора, например по зеркальному. Кроме того, радиоприемник надо характеризовать эффективной селективностью, поскольку в реальных условиях прием слабого полезного сигнала осуществляется на фоне множества мощных помех самых различных частот, из-за чего во многом меняется работа входных, преобразовательных и детекторных каскадов. Словом, это сложные вопросы, и в них надо разобраться.

Начнем с измерения основных селективных характеристик радиоприемника: полосы пропускания и коэффициента прямоугольности. Подключение приборов к радиоприемнику при этом сохраняется таким же, как и при измерении чувствительности. Так как при измерении параметров важно точно знать частоту ГСС, то желательно контролировать ее с помощью гетеродинного кварцевого волномера или другим точным частотомером.

Селективность измеряют на тех же трех частотах каждого диапазона радиоприемника, что и его чувствительность, при отключенной АРУ. На ГСС, выключив модуляцию, устанавливают нужную частоту и возможно точнее настраивают на нее радиоприемник по максимальному отклонению стрелки индикатора выхода. Уровень выходного сигнала ГСС устанавливают в 10 раз больше значения измеренной ранее чувствительности. На выход усилителя ПЧ приемника включают милливольтметр переменного напряжения и замечают его показания. Затем уровень выходного сигнала ГСС увеличивают на значение допустимой неравномерности в полосе пропускания: для радиовещательных приемников на 3 дБ, для приемников профессиональной (в том числе любительской) радиосвязи на 6 дБ. Медленной перестройкой ГСС в сторону увеличения частоты добиваются прежних показаний индикатора на выходе усилителя ПЧ приемника и измеряют полученную верхнюю частоту $f_в$. Далее таким же способом определяют значение нижней частоты $f_н$. Полоса пропускания будет $П=f_в-f_н$.

Теперь выходной сигнал ГСС увеличивают на 60 дБ по сравнению с уровнем, превышающим в 10 раз чувствительность приемника. Повторяют те же манипуляции с перестройкой частоты ГСС до получения прежних показаний индикатора на выходе усилителя ПЧ, определяя таким образом границы полосы пропускания $f_{в(60)}$ и $f_{н(60)}$, на которой сигнал ослабляется на 60 дБ относительно уровня сигнала на резонансной частоте. Коэффициент прямоугольности амплитудно-частотной характеристики приемника равен:

$$K_{П(60)}=\frac{f_{в(60)}-f_{н(60)}}{f_в-f_н}.$$

Если радиоприемник обладает не столь высокой чувствительностью и худшим классом по селективности, то коэффициент прямоугольности можно определять на уровне 46, 34 или 26 дБ. Для профессионального же приемника этот уровень, наоборот, можно увеличить до 100 дБ.

Коэффициент прямоугольности позволяет сравнивать селективные свойства различных радиоприемников. Сам коэффициент мало говорит об ослаблении мешающего сигнала на данной частоте, например на частоте соседнего канала. Чтобы иметь представление о подавлении колебаний различной частоты, надо снять по точкам частотную характеристику радиоприемника, для чего изменяют частоту ГСС в обе стороны от резонансной через 1—2 кГц, фиксируя каж-

дый раз показания индикатора на выходе усилителя ПЧ (или на выходе усилителя НЧ). При этом уровень выходного сигнала ГСС должен оставаться строго неизменным. По частотной характеристике можно определить ослабление сигнала любой частоты, соседней с резонансной, в том числе и по соседнему каналу, т. е. при расстройке от резонансной на ±10 кГц. Кстати, для приемников разного назначения понятие «соседний канал» не одинаково: для приемников профессиональной радиосвязи соседний канал соответствует значительно меньшей расстройке — около ±5, ±3 и даже ±1 кГц.

Ослабление по соседнему каналу можно определить и без снятия частотной характеристики. Для этого надо расстроить ГСС от резонансной на частоту соседнего канала и увеличивать его выходной сигнал до тех пор, пока показания индикатора выхода приемника станут прежними. Разница в децибелах между уровнями сигнала ГСС на резонансной частоте и частоте соседнего канала укажет ослабление по соседнему каналу.

Форма амплитудно-частотной характеристики радиоприемника и ослабление по соседнему каналу определяются параметрами усилителя ПЧ, т. е. трактом основной селекции приемника. Правда, в в средневолновом и особенно длинноволновом диапазонах на форму характеристики возможно влияние контуров, включенных между смесителем и антенной, так как на низкочастотных диапазонах эти контуры при высокой их добротности могут иметь узкую полосу пропускания. Поэтому если коэффициенты прямоугольности в этих диапазонах окажутся разными, то надо проверить правильность настройки и полосы пропускания контуров. В диапазоне КВ влияние высокочастотных контуров не сказывается на коэффициенте прямоугольности, так как их полоса пропускания много шире полосы пропускания усилителя ПЧ.

Кроме соседнего канала, в супергетеродинном приемнике имеются еще так называемые внеполосные каналы, через которые возможен прием сигналов, не входящих по частоте в полосу пропускания радиоприемника. Это — прием сигналов промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$, сигналов зеркального (симметричного) канала, частота $f_{\text{зер}} = f_{\text{с}} + 2f_{\text{пр}}$ которого отличается от частоты настройки приемника на двойную промежуточную, а также прием сигналов, обусловленный наличием на выходе преобразователя частоты гармонических составляющих колебаний гетеродина и принимаемого сигнала. От приема сигналов промежуточной частоты приемник защищен контурами, включенными на входе и выходе усилителя ВЧ или на входе смесителя (все эти контуры, настраиваемые на частоту принимаемого сигнала, обычно называют контурами преселектора — контурами, обеспечивающими предварительную частотную селекцию). Естественно, что наиболее «опасными» частотами настройки с точки зрения проникновения помех с промежуточной частотой через контуры преселектора будет настройка на высокочастотный участок ДВ и низкочастотный участок СВ диапазонов, т. е. на частоты 408 и 525 кГц. Поэтому именно на этих частотах и производят измерение селективности приемника по отношению к помехе с промежуточной частотой.

Делают это так: приемник настраивают на одну из указанных частот. ГСС, присоединенный к антенному гнезду приемника через эквивалент антенны, настраивают на номинальное значение промежуточной частоты приемника. При этом регулятор громкости приемника должен находиться в положении максимального усиления, регулятор полосы пропускания — в положении наиболее широкой по-

лосы, АРУ выключено. Затем включают нормальную амплитудную модуляцию ГСС (частота 1000 Гц, глубина 30%) и устанавливают уровень выходного сигнала ГСС таким, чтобы показания индикатора на выходе приемника соответствовали нормальным, необходимым для получения на выходе приемника мощности 50 мВт. При этом надо попробовать немного изменять частоту ГСС, чтобы возможно точно настроиться на промежуточную частоту приемника. За ослабление помехи с промежуточной частотой принимают отношение уровней выходного сигнала ГСС при настройке его на промежуточную частоту и на частоту настройки приемника при одних и тех же показаниях индикатора выхода. Иными словами, за ослабление помехи с частотой $f_{пр}$ принимают отношение (в децибелах) чувствительности приемника к сигналам промежуточной частоты к номинальной чувствительности приемника на данной частоте настройки приемника. Это ослабление у радиовещательных приемников обычно не хуже 40—30 дБ, а у профессиональных — до 100 дБ. Для увеличения ослабления на входе приемника включают специальный контур (фильтр-пробку), настроенный на промежуточную частоту.

Измерение ослабления по зеркальному каналу производят таким же способом, то только в том участке диапазона, в котором относительная расстройка между частотой зеркального канала и частотой настройки приемника минимальна, — на максимальной частоте каждого диапазона. Естественно поэтому, что наихудшее ослабление сигналов зеркального канала надо ожидать на КВ диапазоне. ГОСТ устанавливает для радиовещательных приемников даже высшего класса ослабление на зеркальном канале КВ диапазона всего 26 дБ, в то время как это ослабление в диапазонах СВ и ДВ может быть 50—60 дБ. У профессиональных КВ приемников ослабление по зеркальному каналу должно быть не хуже 50—60 дБ. Но таким ослаблением обладают, как правило, только супергетеродинные приемники с двойным преобразованием частоты: у них первая промежуточная частота более высокая (2—3 МГц), поэтому зеркальный канал отстоит от частоты настройки на 4—6 МГц и относительная расстройка даже в КВ диапазоне оказывается значительной.

Теперь рассмотрим внеполосные каналы. Они появляются из-за наличия гармонических составляющих на выходе преобразовательного каскада приемника. Само появление таких составляющих — это результат «неидеального» процесса преобразования частоты. В идеальном случае на выходе преобразовательного каскада должны быть только колебания разностной и суммарной частот принимаемого сигнала и гетеродина. На выходе же реального преобразователя всегда имеются гармонические составляющие, даже если колебания принимаемого сигнала и гетеродина не содержат гармоник.

Таким образом, при воздействии на вход преобразовательного каскада множества сигналов (на практике так всегда и происходит, ибо контуры преселектора не могут совершенно подавить сигналы «чужих» частот, поступающих из антенны) возможно образование промежуточной частоты не только в результате «обычного» преобразования сигнала $f_с$, соответствующего частоте настройки $f_{нас}$ контуров преселектора, но и колебаний промежуточной частоты в результате взаимодействия высших гармонических составляющих различных сигналов. На рис. 63 показан график относительного расположения сигналов при настройке приемника на частоту 1 МГц. Если на частоте 1,930 МГц работает достаточно мощная радиостан-

ция, то ее сигналы образуют с основным колебанием гетеродина промежуточную частоту 0,465 МГц и радиостанция будет услышана. Это случай образования зеркального канала. Если частота радиостанции отличается на несколько килогерц от частоты 1,930 МГц, то она образует интерференционную помеху в виде свиста.

Но предположим, что на частоте 1,2325 МГц тоже работает радиостанция. Ее вторая гармоника 2,465 МГц, появившаяся на выходе преобразователя в результате указанных выше причин, со второй гармоникой гетеродина 2,930 МГц также образует промежуточную частоту 0,465 МГц и будет ощущаться на выходе радиоприемника. Частота этой мешающей радиостанции отстоит от частоты настройки контуров преселектора на половину промежуточной. Значит, она опаснее «зеркальной» радиостанции.

На практике, однако, мешающее действие этого внеполосного канала меньше зеркального, так как зависит не только от степени расстройки, но и от амплитуды мешающего сигнала на выходе преобразователя. В данном случае мешающий сигнал образуется высшими гармоническими составляющими, которые невелики по амплитуде. Но все же чувствительный приемник будет иметь на данной частоте заметную помеху, если его преселектор не обладает необходимой селективностью.

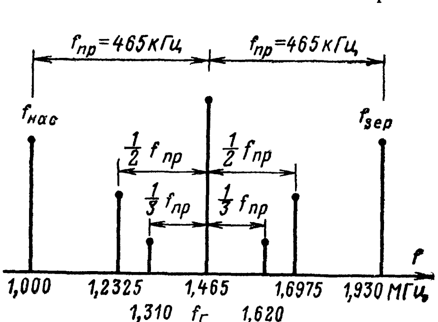


Рис. 63.

Продолжая аналогичные рассуждения, можно прийти к выводу, что внеполосный канал приема будет не только на частоте 1,2325 МГц, но и на частоте 1,310 МГц (взаимодействие третьих гармоник сигнала помехи и гетеродина), отстоящей на две трети промежуточной частоты от частоты настройки контуров преселектора. Таким образом, по мере увеличения номера гармоник частота помехи все дальше отодвигается от частоты настройки преселектора. Поэтому на практике проверяют лишь чувствительность приемника к помехе на частоте, отстоящей от частоты настройки приемника на одну вторую промежуточной частоты. Делают это точно так же, как и при измерении ослабления зеркальной помехи, перестраивая ГСС на половину значения промежуточной частоты от частоты настройки приемника вверх по частоте, если частота гетеродина выше частоты настройки контуров преселектора. Ослабление такой помехи, конечно, не должно быть хуже, чем ослабление зеркальной помехи.

Двухсигнальные методы измерения селективности

Рассмотренные способы измерения селективности предполагают, что на вход приемника попадает только один сигнал. Фактически же на входе приемника действует одновременно множество сигналов, причем уровни мешающих сигналов самых различных частот могут во много раз превышать уровень полезного сигнала. В этом случае

работа приемника существенно меняется. Представьте, что на соседнем канале появился мощный сигнал помехи. Приемник, обладающий высокой селективностью по соседнему каналу, хотя и отфильтрует эту помеху, не пропустит ее к детектору, тем не менее она существенно ухудшит качество приема.

Дело в том, что хорошей селективностью по соседнему каналу приемник обладает лишь в тракте ПЧ, в то время как вход первого каскада усилителя ВЧ и даже преобразователя частоты практически мало защищен от действия мощной помехи. Может случиться, что напряжение помехи на входах этих каскадов будет достигать десятков, а то и сотен милливольт, в то время как напряжение полезного сигнала не превысит милливольт. Таким образом, каскады будут реагировать не на полезный сигнал, а на сигнал помехи, под действием напряжения которого рабочая точка транзисторов сместится и коэффициент усиления каскадов уменьшится.

Если сигнал помехи не модулирован, то наличие ее приведет к уменьшению чувствительности приемника. Если же сигнал помехи амплитудно-модулированный, то произойдет еще худшее: возникиет так называемая перекрестная модуляция, в результате которой полезный сигнал окажется дополнительно модулирован помехой. Это происходит потому, что коэффициент усиления каскадов изменяется в такт с изменением амплитудной модуляции сигнала помехи, и, следовательно, амплитуда несущей полезного сигнала на выходе каскада изменяется в такт с изменением коэффициента усиления. Поэтому хотя помеху и не слышно (она отфильтровывается в тракте ПЧ), но ее модуляция слышна во время приема полезного сигнала. Таким образом получается, что действительная селективность приемника окажется много хуже, чем было установлено во время предыдущих измерений.

Чтобы оценить способность приемника работать в присутствии помех, применяют двухсигнальные методы измерения селективности: на вход приемника одновременно подают два сигнала, один из которых имитирует полезный сигнал, другой — сигнал помехи.

Измерение двухсигнальной селективности по соседнему каналу производят следующим образом. Оба ГСС расстраивают один относительно другого на 10 кГц (частота модуляции 1000 Гц, глубина 30%). Уровень выходного напряжения генератора, имитирующего полезный сигнал (приемник настроен на частоту этого сигнала), должен быть равен значению измеренной ранее чувствительности приемника (см. с. 127), а регулятор громкости приемника следует установить в такое положение, при котором на выходе приемника развивается напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности 50 мВт. В это время второй ГСС должен быть выключен, чтобы создать приемнику на входе условия работы без помехи.

Затем модуляцию первого генератора выключают и начинают увеличивать выходное напряжение второго ГСС, имитирующего помеху до тех пор, пока на выходе приемника будет напряжение на 20 дБ меньше нормального. Это означает, что появилась перекрестная модуляция, создающая помеху, уровень которой на 20 дБ ниже уровня нормальной модуляции. Отношение (в децибелах) уровня выходного напряжения ГСС помехи к измеренной ранее чувствительности на данной частоте настройки приемника будет характеризовать эффективную селективность приемника в присутствии помехи. Она должна быть хуже односигнальной селективности не более чем на 5—8 дБ. Если будут получены худшие значения, то это означает,

что неверно выбраны режимы работы входного каскада усилителя ВЧ или преобразователя частоты. Возможно, придется улучшить частотную селективность входной цепи с тем, чтобы уменьшить уровень помехи на входе первого каскада (обычно это оказывается возможным только в диапазонах ДВ и СВ).

Сигнал-генераторы соединяют со входом приемника через специальный двухсигнальный эквивалент антенны (рис. 64). Если в процессе измерения выяснится, что уровни их сигналов должны значительно отличаться, чтобы «мешающий» ГСС мог обеспечить необходимую амплитуду сигнала, то сопротивления резисторов $R_г$ в эквиваленте антенны должны быть разными: 89 и 800 Ом. Соответственно и уровни выходных сигналов ГСС при одной и той же амплитуде сигнала на входе приемника будут отличаться в 10 раз.

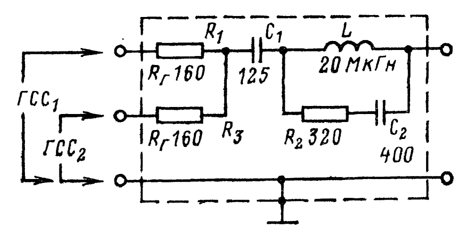


Рис. 64.

Двухсигнальным методом желательно измерить селективность на внеполосных каналах. Методика измерения такая же, как и при измерении двухсигнальной селективности по соседнему каналу, только ГСС помехи настраивают на частоты, соответствующие внеполосным каналам. Действие помехи измеряют не только созданием перекрестной модуляции, но и возбуждением биений, т. е. когда мешающий сигнал не модулирован.

Дело в том, что для возникновения перекрестной модуляции (при которой в громкоговорителе приемника слышна модуляция мешающей радиостанции) мешающий сигнал должен быть значительным. Однако даже малый сигнал такой радиостанции, превратившись в промежуточную частоту приемника, образует биения звуковой частоты с промежуточной, образованной полезным сигналом. Эти биения слышны в громкоговорителе приемника в виде свиста, тон и амплитуда которого будут изменяться при незначительной расстройке ГСС помехи. Получив такой свист при немодулированном ГСС помехи, увеличивают выходное напряжение генератора до тех пор, пока напряжение на выходе приемника не станет на 20 дБ меньше нормального. Затем по уровню выходного напряжения ГСС мешающего сигнала определяют селективность — так же, как при измерении способом перекрестной модуляции.

Возникновение биений — взаимной модуляции или интермодуляции следует проверить не только на тех частотах, на которых измеряют перекрестную модуляцию. Объясняется это тем, что помеха полезного сигнала возникает в том случае, когда частота составляющих взаимной модуляции двух или более мешающих сигналов совпадает с частотой настройки, с промежуточной частотой, с частотой зеркальной настройки. Рассмотрим несколько примеров.

1. Сумма или разность частот взаимодействующих сигналов равна промежуточной частоте, т. е. $f_{c1}+f_{c2}=f_{пр}$ или $f_{c1}-f_{c2}=f_{пр}$. В первом из этих случаев измерения надо производить на том участке диапазона приемника, в котором ослабление сигналов с частотами,

близкими к половине промежуточной частоты, минимально. Поэтому необходимо соблюсти следующее соотношение между частотами: $f_{c1} \approx f_{c2} \approx \frac{1}{2} f_{пр}$. Во втором случае, когда $f_{c1} - f_{c2} = f_{пр}$, составляющая взаимной модуляции имеет наибольший уровень, если частота низкочастотного сигнала близка к частоте настройки приемника.

2. Сумма или разность частот взаимодействующих сигналов равна частоте настройки, т. е. $f_{c1} + f_{c2} = f_{н}$ или $f_{c1} - f_{c2} = f_{н}$. Суммарная составляющая может возникнуть в любой точке диапазона приемника, причем наибольший ее уровень будет тогда, когда частоты f_{c1} и f_{c2} приблизительно равны половине частоты настройки приемника. Разностная составляющая имеет наибольшую амплитуду на низкочастотном участке диапазона приемника, когда расстройка между частотами f_{c1} и f_{c2} минимальна.

3. Сумма частот взаимодействующих сигналов равна частоте зеркального канала $f_{c1} + f_{c2} = f_{зер}$. Измерения следует производить при настройке приемника на частоту, примерно равную половине $f_{зер}$, при условии, что составляющие частоты примерно равны частоте настройки приемника.

Как же оценить уровень таких помех? Считают, что если ко входу приемника поступают два мешающих сигнала одинаковой амплитуды и они образуют интермодуляционный сигнал, то допустимым будет такой уровень мешающих сигналов, при котором на выходе приемника возникнет такой же сигнал, как и при подаче на вход приемника одного сигнала с уровнем 1 мкВ и частотой, совпадающей с частотой настройки приемника. Иными словами, интермодуляционная помеха не должна превышать уровня, который создает на выходе приемника полезный сигнал (по существу на пределе его чувствительности). Следовательно, подобные измерения надо производить лишь у высокочувствительных КВ приемников, предназначенных для любительской радиосвязи.

Измерения производят в такой последовательности. Два ГСС подключают ко входу приемника через описанное выше согласующее устройство. Один из ГСС выключают. Второй настраивают на частоту настройки приемника и устанавливают уровень его выходного сигнала таким, чтобы на входе приемника действовал немодулированный сигнал с амплитудой 1 мкВ (для этого при одинаковых сопротивлениях резисторов $R_{г}$ согласующего устройства уровень сигнала ГСС должен быть 2 мкВ). Регуляторы усиления приемника устанавливают в такое положение, при котором на выходе приемника будет нормальное выходное напряжение. Затем включают второй ГСС и оба генератора настраивают на частоты f_{c1} и f_{c2}, соответствующие возникновению интермодуляционной помехи. Взаимная настройка ГСС очень острая, и ее нужно вести до получения наибольшего уровня интермодулированного сигнала по максимуму отклонения стрелки индикатора на выходе приемника. Когда это достигнуто, амплитуды сигналов обоих генераторов уменьшают или увеличивают до одинаковых уровней, при которых на выходе приемника напряжение интермодуляционного сигнала окажется равным нормальному. За допустимый уровень взаимомодулирующих сигналов принимают отношение напряжения на выходе ГСС к напряжению, при котором было установлено усиление приемника (для получения на выходе нормального напряжения).

Измерение селективности ЧМ приемника

Селективность ЧМ приемника по соседнему каналу (±120 кГц), измеренная односигнальным методом, характеризует не столько резонансные свойства его частотно-избирательных систем, сколько коэффициент передачи частотного детектора в зависимости от частоты входного сигнала. Поэтому практически имеет смысл измерять этот параметр только двухсигнальным методом.

Однако используют и односигнальный метод — для измерения крутизны скатов резонансной характеристики. При таком измерении ко входу приемника через эквивалент антенны подключают ЧМ ГСС. В качестве индикатора настройки используют электронный вольтметр постоянного напряжения с пределом измерений в несколько вольт. Его подключают параллельно электролитическому конденсатору на выходе ЧМ детектора или между одним из выводов этого конденсатора и общей точкой (если детектор собран по симметричной схеме). На ГСС устанавливают среднюю частоту диапазона, включают частотную модуляцию (девиация 15 кГц), а затем на эту частоту возможно точнее настраивают приемник. Далее, выключив модуляцию, устанавливают уровень выходного напряжения ГСС в соответствии с измеренной ранее чувствительностью ЧМ приемника (см. с. 130), т. е. таким, при котором выходное напряжение приемника соответствует стандартной выходной мощности, и фиксируют показания индикатора на выходе детектора.

Затем уровень выходного напряжения ГСС увеличивают в 2 раза и последующей расстройкой его частоты в обе стороны от резонансной добиваются прежних показаний индикатора на выходе детектора. Определяют соответствующие частоты $f_{1в}$ и $f_{1н}$ и снова увеличивают уровень выходного сигнала ГСС, но теперь в 20 раз по сравнению с первоначальным. Расстройкой частоты добиваются прежних показаний индикатора на выходе детектора и определяют частоты $f_{2в}$ и $f_{2н}$. Расстройка частоты ГСС происходит в небольших пределах, поэтому измерять ее надо каким-нибудь точным частотомером.

После этого можно вычислить полосу пропускания как абсолютную разность в килогерцах между частотами $f_{1в}$ и $f_{1н}$ (она должна составлять 120—180 кГц) и крутизну скатов резонансной кривой, дБ/кГц:

$$S_в = \frac{20}{f_{2в} - f_{1в}} \text{ и } S_н = \frac{20}{f_{2н} - f_{1н}}.$$

Усредненная крутизна скатов резонансной кривой обычно бывает в пределах 0,2—0,4 дБ/кГц.

Для измерения двухсигнальной селективности по соседнему каналу на вход ЧМ приемника через эквивалент антенны (см. рис. 62) подают сигнал от ЧМ ГСС и сигнал частотно-модулированной помехи от второго ЧМ ГСС. Модуляция обоих сигналов должна быть с девиацией частоты 50 кГц. Далее поступают так же, как и при измерении двухсигнальной селективности по соседнему каналу АМ приемника, но расстройка второго ГСС должна составлять ±120 кГц от частоты принимаемого сигнала. Двухсигнальная селективность должна быть не хуже 4—5 дБ.

Измерение односигнальной и двухсигнальной селективности по внеполосным каналам производят так же, как и для АМ приемника.

В диапазоне УКВ наиболее опасны помехи с частотами:

$$f_{\text{нас}}+\frac{f_{\text{пр}}}{2};\quad f_{\text{нас}}+2f_{\text{пр}};\quad nf_{\text{г}}+f_{\text{пр}},$$

где n — номер гармоники частоты гетеродина $f_{\text{г}}$. В процессе измерений следует изменять частоту помехи в небольших пределах, отыскивая частоту максимального воздействия.

Измерение перекрестных искажений также полностью соответствует методике измерений для АМ приемника. Сигнал помехи должен быть амплитудно-модулирован. Объясняется это тем, что в реальных условиях мощной помехой ЧМ приему могут быть только телевизионные станции, видеосигнал которых имеет амплитудную модуляцию. Станции же ЧМ вещания на территории СССР расположены таким образом, что в любой точке приема могут оказаться лишь сигналы примерно одинаковой мощности, поэтому они не являются сильной помехой друг другу. При измерении частоту помехи следует попробовать изменять в пределах 1—5 МГц от частоты принимаемого сигнала.

Хотя ЧМ станции и не создают мощных взаимных помех, но это не означает, что ЧМ помеха вообще безвредна и не создает перекрестных искажений. Частотно-модулированный сигнал, пройдя через входные каскады приемника, обретает и амплитудную модуляцию: проходит через контуры преселектора и, оказавшись на склонах их резонансных характеристик, приводит к изменению коэффициентов усиления высокочастотных каскадов из-за своей частотной модуляции, тем самым превращаясь в амплитудно-модулированную помеху. Следовательно, борьба с амплитудно-модулированными помехами — как от сигналов телевизионных станций, так и от ЧМ станций — очень важная способность, которой должен обладать ЧМ приемник. Она характеризуется внутренним подавлением амплитудной модуляции, и этот параметр ЧМ приемника надо обязательно измерить. Для этого на вход приемника подают от ЧМ ГСС частотно-модулированный сигнал, уровень которого соответствует нормальной чувствительности приемника. Затем выключают частотную модуляцию ГСС и включают амплитудную глубиной 30%. Если ГСС не имеет разных видов модуляции, то придется воспользоваться АМ ГСС, установив такой же уровень его выходного напряжения. Частоту ГСС с амплитудной модуляцией плавно перестраивают в пределах ±75 кГц от частоты настройки приемника до получения максимального напряжения на выходе приемника. Оно, естественно, будет меньше выходного напряжения при частотно-модулированном сигнале.

Показателем степени подавления амплитудной модуляции будет отношение в децибелах выходного напряжения, соответствующего стандартной выходной мощности, к наибольшему напряжению, полученному при расстройках амплитудно-модулированного ГСС. Это отношение не должно быть меньше 16—20 дБ.

ОГЛАВЛЕНИЕ

АНАТОЛИЙ ГЕОРГИЕВИЧ СОБОЛЕВСКИЙ

ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ НАСТРОЙКЕ РАДИОАППАРАТУРЫ

Редактор В. Г. Борисов

Редактор издательства Н. В. Ефимова

ИБ № 1958

Обложка художника Н. Т. Ярешко

Технический редактор В. В. Хапаева

Корректор Э. А. Филановская

Сдано в набор 30.05.79. Подписано в печать 22.11.79. Т-17376. Формат $84 \times 108^{1}/_{32}$ Бумага типографская № 2. Гарн. шрифта литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 7,56. Уч.-изд. л. 10,79. Тираж 50 000 экз. Заказ № 31. Цена 80 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7

80 к.

